

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international(43) Date de la publication internationale  
7 octobre 2004 (07.10.2004)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
**WO 2004/086818 A1**(51) Classification internationale des brevets<sup>7</sup> : **H04S 1/00**(21) Numéro de la demande internationale :  
PCT/FR2004/050120

(22) Date de dépôt international : 22 mars 2004 (22.03.2004)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :  
03/50057 20 mars 2003 (20.03.2003) FR(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :  
ARKAMYS [FR/FR]; 5, rue Frédéric Bastiat, F-75008  
Paris (FR).

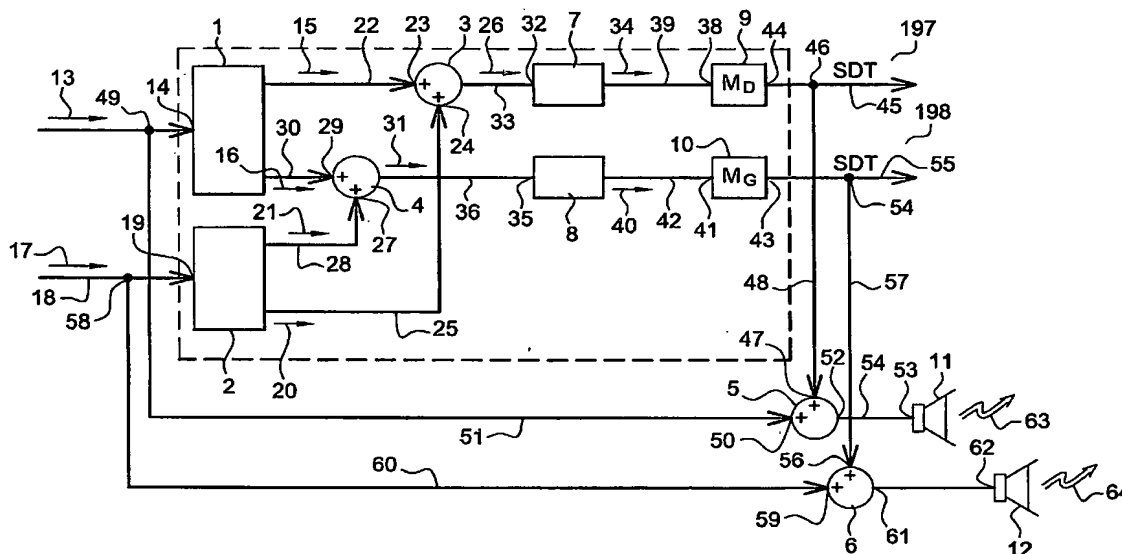
(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : VIEILLE-  
DENT, Georges, Claude [FR/FR]; F-95690 Hedouville  
(FR). MONCEAUX, Jérôme [FR/FR]; 2, cours d'Assée,  
F-72000 Le Mans (FR). RACZINSKI, Jean-Michel  
[FR/FR]; 80, chaussée de l'Etang, F-94160 Saint Mandé  
(FR). CORNELOUP, Michel [FR/FR]; 23, chemin Neuf,  
F-95000 Cergy (FR). LECOEUR, Yann [FR/FR]; 16, rue  
de la Marquise, F-91130 Ris-Orangis (FR).(74) Mandataire : SCHMIT, Christian, Norbert, Marie; 8,  
place du Ponceau, F-95000 Cergy (FR).(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de  
protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT,  
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO,  
CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD FOR TREATING AN ELECTRIC SOUND SIGNAL

(54) Titre : PROCÉDE POUR TRAITER UN SIGNAL ELECTRIQUE DE SON



(57) Abstract: A method for generating a sound (63, 64) giving a sensation of depth by applying, upon extraction, a transfer function quadrille onto electric signals on the left thereof (17) and right thereof (13). Said transfer functions simulate the trajectories taken by the sound associated with the electric signal to be treated in order to reach two receivers if said sound had been emitted in the air. The signals (23, 24, 27, 29) treated one by one by one of the four transfer functions of the quadrille are combined with each other, whereupon the sound signal thus obtained is mixed with the original electric signal to be treated (13, 17) after a temporal reset.

(57) Abrégé : Procédé pour générer un son (63, 64) donnant une sensation de profondeur en appliquant, après extraction, un quadrille de fonction de transfert sur des signaux électriques de son gauche (17) et droite (13). Lesdites fonctions de transfert simulent les trajets qu'aurait emprunté le son associé au signal électrique à traiter pour atteindre deux récepteurs, si ce son

[Suite sur la page suivante]



GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Publiée :**

- avec rapport de recherche internationale
- avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues

(84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

## Procédé pour traiter un signal électrique de son

La présente invention a pour objet un procédé de traitement d'un signal électrique de son. Le but de l'invention est, avec ce signal électrique de son, de produire un effet de profondeur au moment de la diffusion. Dans l'invention, on utilise de préférence un signal de son stéréophonique, mais on pourrait utiliser un signal de son monophonique. A partir d'un son classique gauche droite, le procédé donne un effet de profondeur qui transpose l'auditeur dans un espace à trois dimensions. L'invention trouve des applications particulièrement avantageuses, mais non exclusivement, dans le traitement d'une bande son originale de film. Elle peut concerner cependant le traitement d'une bande musicale quelconque, que celle-ci soit par ailleurs mémorisée sur un support en bande ou sur un disque. L'invention est destinée, entre autres, aux ingénieurs du son qui pourront à partir d'un signal de son sans profondeur, classique et disponible sur un support du commerce, appliquer des transformations de manière à conférer au son le volume et l'enveloppement désirés. L'invention vise aussi des applications industrielles qui consistent à installer sur des appareils grand public des éléments, comme par exemple des mémoires, qui incorporent des paramètres nécessaires et suffisants à la mise en œuvre d'un traitement sonore selon l'invention. Comme l'ingénieur du son, l'utilisateur final pourra à partir des réglages proposés sur sa chaîne stéréophonique, sa télévision ou son lecteur de musique numérique donner la profondeur qu'il désire au son à l'instant où il le souhaite.

Un son sans profondeur, plat, donne l'impression quand on l'écoute à une certaine distance de provenir d'un plan situé en regard de l'auditeur. Un son avec profondeur donne l'impression, bien plus plaisante, de provenir de sources sonores disposées dans plusieurs plans en profondeur par rapport à l'auditeur.

On sait que dans le domaine du traitement de son, il est nécessaire de procéder à des modifications du son ou à des prises de son originales, afin de donner à l'auditeur un confort d'écoute optimal. Tel est le cas, par exemple, du son d'un film ou d'un support audio.

On connaît, au travers du document EP-A-1 017 249, un procédé destiné à la prise de sons, à leur enregistrement et à leur restitution et qui

## 2

reproduit la sensation naturelle d'espaces sonores. Ce procédé est mis en œuvre au moyen d'un ensemble de prise de sons, d'un support d'enregistrement et d'un ensemble de diffusion. On effectue dans ce procédé une prise de son simultanément par deux microphones dits respectivement  
5 droit et gauche. On déplace l'ensemble des microphones par rapport à une source sonore en faisant particulièrement varier de manière différentielle, la distance et la hauteur de chaque microphone par rapport à la source. C'est-à-dire qu'on rapproche un microphone de la source sonore quand on éloigne l'autre et vice versa. Cet éloignement est mené de telle façon que l'une  
10 quelconque des deux faces d'un plan virtuel, qui s'étend d'un microphone à l'autre, s'éloigne d'un microphone ou de l'autre. Le microphone droit peut ainsi devenir le microphone gauche. Les deux microphones peuvent aussi être approchés et éloignés simultanément par rapport à la dite source. Ce procédé, que l'on peut qualifier d'acoustico-analogique, permet de donner  
15 une impression de profondeur à un type bien défini de son : le son pour lequel la prise de son a été effectuée au moyen des deux microphones, et pour la position et la variation de position de ces deux microphones au moment de la prise de son.

Ce procédé présente des limites. En effet, suivant la manière dont les  
20 microphones sont bougés pendant la prise de son, le son enregistré possède une teinte particulière. Cette teinte, dite aussi couleur, peut apparaître plus ou moins agréable ou plus ou moins efficace compte tenu des effets désirés. En outre, cette teinte n'est plus modifiable.

De plus, compte tenu de la nature du procédé, il faut réaliser pour  
25 chaque son nouveau à traiter une prise de son particulière. Cette prise de son particulière entraîne qu'il faut effectuer autant de prises de son nouvelles que de sons nouveaux à traiter, sans garantie du résultat escompté. Cette dernière remarque signifie qu'un acheteur ne peut disposer simultanément du son non traité et du son traité que s'il acquiert une version non traitée et  
30 une version traitée. L'acheteur ne peut en outre pas passer simplement d'une version du son à l'autre, en activant ou non la transformation à l'aide d'un bouton de commande sauf s'il dispose d'un double lecteur.

L'invention a pour but de remédier à ce problème de multitude de  
35 prises de son et de disponibilité en permettant d'appliquer un traitement sonore numérique de mise en profondeur d'un son quelconque de départ à

## 3

traiter. L'invention consiste à simuler numériquement une transformation qui correspond au procédé analogique de prise de son cité ci-dessus. Cette simulation est rendue possible parce que, au préalable, on a déterminé les paramètres de cette transformation. Les paramètres de cette transformation sont établis à l'aide d'une configuration de prise de son. Dans cette configuration, on place deux haut-parleurs dans une salle en regard d'une tête artificielle. La tête artificielle comporte deux microphones simulant les deux oreilles humaines. Pour déterminer les paramètres, on effectue une détection numérique d'un bruit blanc reçu par chacun des microphones de la tête. On considère que pour chacun des haut-parleurs, deux chemins de propagation sont possibles pour atteindre les microphones. Ce double chemin se décompose en un chemin latéral et un chemin croisé pour chacun des haut-parleurs. De cet arrangement des haut-parleurs et des microphones dans l'espace, on extrait différents filtres, quatre dans un exemple (quand il y a deux haut-parleurs et deux microphones), correspondant aux quatre chemins possibles du son. On fait correspondre un filtre de la transformation entre un son détecté et un son émis pour chaque chemin. La simulation consiste ensuite à traiter le son quelconque de départ en le faisant passer dans un filtre dont les paramètres sont conformes à la transformation. On peut appliquer lesdits filtres à n'importe quel type de son, de manière à simuler numériquement le trajet analogique du son. Finalement, en combinant numériquement en outre, le son traité par les filtres et le son d'origine, on obtient une sensation de profondeur qui donne à l'auditeur l'impression que le son est en trois dimensions. L'auditeur peut en sollicitant ou non les filtres passer d'une écoute classique (à plat) à une écoute en profondeur.

Lors de leur combinaison, le son d'origine et le son traité par les filtres sont de préférence décalés dans le temps.

L'invention concerne donc un procédé de traitement d'un signal électrique de son dans lequel on met en œuvre les étapes suivantes :

- on traite un signal électrique de son droit et un signal électrique de son gauche pour produire un signal électrique de son droit traité et un signal électrique de son gauche traité,
- caractérisé en ce que pour traiter
- on simule la production d'un premier signal électrique de son traité

## 4

droit à partir du signal électrique de son droit,

- on simule la production d'un deuxième signal électrique de son traité droit à partir du signal électrique de son gauche,

5 gauche à partir du signal électrique de son gauche,

- on simule la production d'un quatrième signal électrique de son traité gauche à partir du signal électrique de son droit, et

- on diffuse un son correspondant à ces quatre signaux électriques de son traités.

10 L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit et à l'examen des figures qui l'accompagnent. Celles-ci ne sont présentées qu'à titre indicatif et nullement limitatif de l'invention. Les figures montrent :

- Figure 1 : un montage représentant un traitement numérique utilisé pour le traitement du son selon l'invention ;

15 - Figure 2 : une représentation schématique d'un dispositif utilisé pour l'extraction des coefficients de filtres, caractérisant les différents chemins pris par le son émis par deux haut-parleurs jusqu'aux microphones de la tête ;

- Figure 3 : des dispositions dans l'espace des éléments du dispositif de la prise de son de la figure 2 montrant aussi une notion de cône de confusion associé à l'oreille humaine ;

20 - Figure 4 : une allure d'un exemple d'un filtre latéral droit et d'un filtre croisé droite/gauche ;

- Figure 5 : le principe de réalisation préféré de chacun des filtres à travers un exemple ;

25 Les figures 1, 2 et 5 représentent un mode de mise en œuvre de l'invention. D'autres modes de réalisation peuvent exister et répondre à la définition de l'invention.

La figure 1 illustre par un montage le principe du procédé de traitement numérique d'un signal électrique de son de l'invention. Le montage comporte deux filtres 1 et 2 pour simuler les différents trajets du son. Il comporte aussi en pratique quatre sommateurs 3, 4, 5 et 6 pour ajouter deux à deux les signaux filtrés par les filtres 1 et 2. En sortie de ces sommateurs, et parce que dans une version préférée le traitement est fréquentiel, deux cellules de transformée de Fourier discrète inverses 7 et 8

30

35 permettent de transposer les signaux dans le temps. Deux transformateurs

## 5

matriciels 9 et 10 permettent de traiter le signal électrique qui leur est appliqué en entrée et provenant des cellules 7 et 8. Deux haut-parleurs 11 et 12 permettent de diffuser les sons obtenus délivrés par les transformateurs matriciels.

5 Un signal électrique de son droit 13 est appliqué en entrée 14 du filtre 1. Il est divisé en sortie du filtre, en un signal électrique de son droit traité 15 et un signal électrique de son gauche traité 16. Un signal électrique de son gauche 17 est appliqué via la connexion 18 en entrée 19 du filtre 2. Ce signal 17 est divisé en sortie du filtre 2 en un signal électrique traité de son droit 20 et un signal électrique traité de son gauche 21. Si le son de départ est  
10 monophonique, les signaux électriques de son appliqués aux entrées 14 et 19 sont les mêmes. On pourrait aussi simplifier en supprimant le filtre 2 et en utilisant pour le filtre 1 une combinaison des coefficients des filtres 1 et 2. Les quatre signaux électriques 15, 16 et 20 et 21 observés en sortie des filtres 1 et 2 correspondent chacun à la simulation d'un chemin qu'aurait pris le son  
15 associé aux signaux électriques de son d'origine dans l'air. En agissant ainsi, on se rend compte qu'on a simplement simulé numériquement la transformation acoustico-analogique de l'état de la technique citée. Cette simulation s'est appliquée sur le son quelconque de départ associé aux  
20 signaux 13 et 17. On peut même décider de mettre ou non en œuvre l'invention en raccordant ou non les entrées 14 et 19 aux filtres 1 ou 2 ou aux haut-parleurs 11 ou 12. Le raccordement peut être réalisé par des commutations engendrées par un seul bouton de commande sur une face avant d'un appareil.

25 Dans l'invention, les quatre signaux sont de préférence combinés comme suit. Le premier signal électrique de son droit traité 15, obtenu à partir du signal électrique de son droit d'origine est appliqué en entrée 23 du sommateur 3 via une liaison 22. Le deuxième signal électrique de son droit traité 20, obtenu à partir du signal électrique de son gauche d'origine, est  
30 appliqué sur la seconde entrée 24 du sommateur 3 via la liaison 25. On obtient alors en sortie du sommateur 3 un signal électrique de son droit 26 obtenu à partir des signaux électriques de son droit 13 et de son gauche 17 d'origine.

35 Le troisième signal électrique de son gauche traité 21 obtenu à partir du signal électrique de son gauche d'origine est appliqué sur l'entrée 27 du

## 6

sommateur 4 via la connexion 28. Le quatrième signal électrique de son gauche traité 16, obtenu à partir du signal électrique de son droit 13, est appliqué en entrée 29 du sommateur 4 par l'intermédiaire de la liaison 30. On obtient alors en sortie du sommateur 4 un signal 31 de son gauche traité,  
5 obtenu à partir des signaux électriques de son droit 13 et de son gauche 17 d'origine.

Dans un exemple préféré, les signaux 26 et 31 observables en sortie des deux sommateurs 3 et 4 sont transposés dans le domaine fréquentiel. En effet, les filtres 1 et 2 sont appliqués sur les spectres fréquentiels des  
10 signaux d'entrée pour une plus grande facilité de traitement. On expliquera par la suite pourquoi un tel traitement est préféré.

Le signal électrique de son droit traité 26 obtenu en sortie du sommateur 3 est appliqué en entrée 32 d'une cellule 7 de transformée de Fourier discrète inverse via la connexion 33, de manière à obtenir en sortie  
15 de la cellule 7, un signal électrique 34 de son droit traité transposé dans le domaine temporel.

De même, le signal électrique 31 de son gauche traité obtenu en sortie du sommateur 4 est appliqué en entrée 35 d'une cellule 8 de transformée de Fourier discrète inverse via une connexion 36. En sortie de la  
20 cellule 8 de transformée de Fourier discrète inverse on obtient un signal électrique 40 de son gauche traité transposé dans le temps. Dans la suite de l'exposé, on parlera de transformée de Fourier discrète. Il est cependant possible d'utiliser d'autres types de transformation. On pourrait utiliser des  
25 circuits de transformée en z ou autres. En outre ces transformées sont discrètes pour convenir à un calcul numérique. Toutefois une simulation analogique serait envisageable.

Le signal 34 est appliqué via une connexion 39, en entrée 38 du transformateur matriciel 9. Le transformateur 9 réalise une opération de sélection de sous-matrice MD. Cette opération matricielle MD a pour rôle de  
30 sélectionner une partie des échantillons du signal électrique d'entrée. Comme on le verra plus tard dans la figure 5, certains échantillons sont redondants et ils ne sont pas significatifs dans la restitution de profondeur de son final. L'opération matricielle MD permet de résoudre ce problème de redondance. De même, le signal 40 obtenu en sortie de la transformée de  
35 Fourier discrète inverse 8 est appliqué en entrée 41 d'une cellule matricielle



## 7

10 contenant une partie MG via la connexion 42, de manière à obtenir en sortie 43 un signal qui ne conserve que les échantillons significatifs.

Le signal électrique de son droit traité transposé et modifié obtenu en sortie 44 du transformateur matriciel 9 et le signal électrique de son gauche traité transposé et modifié obtenu en sortie 43 sont ensuite combinés, de préférence, respectivement avec le signal électrique de son droit d'origine 13 et le signal électrique de son gauche d'origine 17, de la manière suivante :

Le signal électrique de son droit traité, transposé et modifié observable en 44 est prélevé à l'interconnexion 46 de la connexion 45 reliée à la sortie 44 de la cellule matricielle 9. Ce signal prélevé en 46 est appliqué en entrée 47 du sommateur 5 via la jonction 48. Le signal électrique de son droit 13 est prélevé à l'interconnexion 49 de la liaison reliant le signal électrique de son droit 13 à l'entrée du filtre 1. Ce signal prélevé est appliqué en entrée 50 du sommateur 5 via la connexion 51. La sortie 52 du sommateur 5 est reliée à l'entrée 53 du haut-parleur 11 via la connexion 54.

Le signal électrique de son gauche traité, transposé et modifié, est prélevé en sortie 43 de la cellule matricielle 10 à l'interconnexion 54 de la liaison 55. Ce signal est appliqué en entrée 56 du sommateur 6 via la liaison 57. Le signal électrique de son gauche 17 est prélevé sur la liaison 18 par l'intermédiaire de la jonction 58. Ce signal est appliqué sur la deuxième entrée 59 du sommateur 6 via la jonction 60. La sortie 61 du sommateur 6 est appliquée en entrée 62 du haut-parleur 12.

Le son résultant de la diffusion sonore 63 du haut-parleur 11 ainsi que de la diffusion sonore 64 du haut-parleur 12 résulte d'une combinaison, ici additionnelle, entre les signaux électriques de son d'origine 13 et 17 avec les signaux électriques de son traités observables en 46 et 54. On introduit de préférence un décalage temporel entre les signaux d'origines et les signaux traités, de manière à ce que chacun des signaux électriques traités soient émis en avance par rapport aux signaux électriques de son d'origine. Cette combinaison de signaux et ce décalage temporel procurent une sensation complémentaire de profondeur à l'auditeur. On pourrait se passer des sons d'origine.

Bien entendu, en utilisation monophonique, les signaux destinés aux entrées des haut-parleurs 11 et 12 sont mélangés et diffusés par un haut parleur unique. On a constaté avec l'invention, dans le cadre d'une telle

utilisation, en particulier avec un téléphone mobile, une meilleure intelligibilité des sons diffusés. Notamment pour des messages publicitaires accompagnés d'un fond sonore, ils sont mieux compris par l'auditeur avec les traitements de l'inventions que sans ces traitements.

5        La figure 2 est l'équivalent analogique du système essentiel de l'invention délimité en pointillé dans la figure 1. De ce montage, on déduit les fonctions de transfert qui sont présentes dans les filtres 1 et 2 de la figure 1. Cette déduction forme la phase d'extraction des filtres. Pour cela, on dispose dans une pièce deux haut-parleurs 65 et 66 ainsi qu'une tête artificielle 67  
10        composée de deux microphones 68 et 69 situés sur la tête et orientés dans des directions formant un angle de  $180^\circ$  l'une par rapport à l'autre. Ils correspondent en fait aux oreilles de la tête artificielle 67.

      Le son émis en sortie du haut-parleur 70 est divisé en deux ondes acoustiques empruntant les chemins 71 et 72. L'onde qui emprunte le chemin 71 atteint par le chemin le plus court un des microphones 68 de la tête 67. L'onde acoustique 72 atteint le microphone 69 par le chemin le plus long 72. De la même manière, le son émis en sortie du haut-parleur 73 atteint la tête via deux chemins : une partie du son émis va de la sortie du haut-parleur 73 vers le microphone gauche 69 via le chemin 74, l'autre partie  
15        du son émis va de la sortie du haut-parleur 73 au microphone droite de la tête 68 via le chemin 75. Les ondes ou champs acoustiques qui empruntent les chemins 71 et 74 constituent les champs latéraux. Les champs acoustiques qui empruntent les chemins 72 et 75 constituent les champs croisés.

25        Bien que la tête artificielle puisse être située n'importe où dans la salle pour simuler un trajet de son particulier et réaliser une phase d'extraction, dans une configuration particulière, la tête artificielle 67 est située dans l'axe médian des deux haut-parleurs. Une étape intermédiaire consiste donc à placer très précisément la tête sur cet axe médian. Pour cela, on envoie un  
30        même train d'impulsions correspondant à un peigne de diracs appliqué en entrée du haut parleur 65 et simultanément en entrée du haut parleur 66. en théorie un dirac est une impulsion instantanée et infinie, les impulsions du peigne sont ici très brèves et de forte amplitude. Le maximum d'amplitude du dirac est appelé pic de dirac. Pendant la diffusion des trains d'impulsions, on  
35        observe des signaux reçus par les microphones 68 et 69 au moyen d'un

oscilloscope relié à la sortie de ces microphones. Les deux voies de cet oscilloscope sont réglées sur une même base de temps. Les signaux observés ont l'allure d'un peigne de diracs dont les amplitudes de pics sont variées. Sur chaque voie, le pic de dirac d'amplitude la plus élevée correspond au champ direct et le pic de dirac d'amplitude directement inférieure correspond au champ croisé. On fait varier la position de la tête artificielle 67 jusqu'à ce que les champs directs et les champs croisés soient synchrones, c'est à dire que les pics correspondant au champ direct et les pics correspondant aux champs croisés observables sur l'oscilloscope soient alignés deux à deux. Ainsi le champ direct reçu par le microphone 68 doit être aligné temporellement avec le champ direct reçu par le microphone 69 et le champ croisé reçu par le microphones 68 doit être lui aussi aligné avec le champ croisé reçu par le microphone 69. Après avoir réalisé ce réglage de la configuration particulière préférée, on est sûr que la tête artificielle 67 se trouve très exactement à égale distance des haut-parleurs 65 et 66.

En ce qui concerne la phase d'extraction, il ne faut pas la restreindre à la mise en œuvre d'un dispositif faisant intervenir deux microphones et deux haut-parleurs seulement. De manière générale, si on utilise  $p$  haut-parleurs avec  $q$  microphones, on multiplie les chemins croisés. Pour chacun des  $p$  haut-parleurs,  $q$  chemins sont possibles pour atteindre les  $q$  microphones. Un tel dispositif conduit alors à  $q$  coefficients pour chacun des haut-parleurs. Pour établir ces  $q$  coefficients, on isole un à un les  $p$  haut-parleurs.

Dans le cas simple et préféré avec deux haut-parleurs et deux microphones, cet établissement est mené à partir d'une prise de son différente de celle du procédé acoustico-analogique ci-dessus. En effet, dans le procédé acoustico-analogique étudié dans l'état de la technique, les sons originaux sont émis en même temps. Par opposition, pour extraire les fonctions de transfert des filtres de l'invention, on applique des signaux acoustiques de bruit blanc, isolément et successivement, sur chacun des haut-parleurs 65 et 66. On utilise un bruit blanc dans cette étape d'extraction de filtres parce que le bruit blanc permet par ailleurs d'utiliser une méthode de longueur de séquence maximum (MLS) qui évite notamment qu'un bruit extérieur ne vienne perturber l'expérience.

On produit dans un premier temps et pour une configuration de diffusion, un signal électrique de bruit blanc droit SBD 76. Ce signal SBD 76

## 10

est appliqué en entrée 77 du haut-parleur 65. Un signal acoustique de bruit blanc droit est alors émis en sortie 70 du haut-parleur 65 et donne naissance à un signal électrique de bruit blanc modifié détecté par le microphone 68 à cause du chemin latéral 71. De même, un signal électrique de bruit blanc modifié est détecté par le microphone 69 à cause du chemin croisé 72. Le son détecté par les microphones n'est pas blanc en raison de la chaîne de propagation suivie par le bruit blanc de départ. C'est pourquoi, on qualifie ce son détecté de bruit blanc modifié. Des deux signaux détectés par les microphones 68 et 69 de la tête à partir du signal électrique de bruit blanc droit émis, on peut respectivement déterminer les coefficients de transformation HDD 78 du filtre 1 et HDG 79 du filtre 1. Ces coefficients résultent par exemple d'une division fréquentielle, composante fréquentielle à composante fréquentielle, point à point complexe, entre les spectres fréquentiels des signaux électriques détectés par les microphones et celui du signal électrique blanc droit d'origine. On obtient ainsi deux jeux de coefficients HDD 78 et HDG 79. Les composantes des spectres des différents signaux de la phase d'extraction sont des points complexes au sens mathématique. Chaque point donne en effet une indication sur la phase et l'amplitude du signal auquel il se rapporte.

Cette division fréquentielle correspond en fait pour HDD 78 à une première intercorrélacion du signal électrique de bruit blanc droit en entrée avec le signal électrique de bruit blanc droit modifié dans le microphone 68. On réalise ensuite pour HDG 79 une seconde intercorrélacion entre le signal électrique de bruit blanc appliqué en entrée du haut-parleur 77, avec le signal électrique de bruit blanc gauche modifié traité détecté par le microphone 69.

Dans un second temps, on émet uniquement en entrée 80 du haut-parleur 66 un signal électrique de bruit blanc gauche SBG 81 par l'intermédiaire de la liaison 82. Le signal de son gauche blanc est émis par la sortie 73 du haut-parleur 66. On détecte par un microphone 68 de la tête 67 un signal électrique reçu blanc modifié droit qui a emprunté le chemin 75. Le microphone 69 détecte un signal électrique reçu blanc modifié gauche qui a emprunté le chemin 74. On produit, un troisième jeu de coefficients HGD 200 lié au filtre 2, en faisant une division fréquentielle point à point entre le spectre du signal électrique blanc reçu modifié droit en 68 et le spectre du signal électrique blanc émis gauche SBG 81. On produit un quatrième jeu de

coefficients HGG 201 lié au filtre 2, en faisant une division fréquentielle point à point entre le spectre du signal électrique blanc reçu gauche en 69 et le spectre du signal électrique blanc émis gauche. On réalise en fait là encore une intercorrélation pour obtenir ces deux filtres.

5 On utilise de préférence des filtres dont la longueur spectrale de filtrage est une puissance de deux car les algorithmes utilisés pour l'intercorrélation et la transformée de Fourier discrète utilisent des modèles optimisés pour ce cas particulier.

Ces quatre jeux de coefficients de quatre fonctions de transfert, 10 forment un quadrille de coefficients. Ce sont ces quadrilles et leurs caractéristiques qui donnent une certaine couleur et une certaine profondeur au son traité. En effet, les coefficients des fonctions de transferts des filtres prennent en compte la chaîne empruntée par le son, à savoir le préamplificateur du haut-parleur 65 (ou 66), l'amplificateur du haut-parleur 65 15 (ou 66), la propagation dans le milieu et les caractéristiques des microphones. Pour chaque système, et pour chaque configuration dans l'espace, la sonorité associée à un quadrille peut donc être différente.

La figure 3 justement, illustre le fait que les fonctions de transfert obtenues pendant la phase d'extraction de la figure 2 dépendent de la 20 géométrie du dispositif dans l'espace. Deux haut-parleurs 83 et 84 ainsi qu'une tête artificielle 85 composée de deux microphones 86 et 87 désorientés sur la tête de 180° l'un de l'autre sont disposés dans une pièce 90. La tête 85 comporte deux cônes de confusion 88 et 89 qui sont caractéristiques de l'oreille humaine. L'ouverture des cônes de confusion est 25 comprise entre quinze et vingt-cinq degrés. Tous les points de la section du cône de confusion 88 ou 89, possèdent un retard inter-aural identique. Lorsqu'un son est émis dans un des cônes de confusion, l'auditeur a du mal à situer la provenance de ce son. Ce phénomène se révèle intéressant pour des prises de son particulières.

30 Pour chaque position des haut-parleurs dans la pièce 90, la tête 85 produit une sensation d'écoute différente. C'est-à-dire qu'elle détecte des signaux électriques de son différents, et cela se traduit par des quadrilles de nature différente, avec des coefficients différents pour chaque position. On appelle configuration du système, l'ensemble de paramètres correspondant à 35 une position fixe ou mobile des haut-parleurs et à une position fixe ou mobile

## 12

- des microphones. Une fois positionnés, les éléments d'une configuration demeurent de préférence statiques pendant la prise de son qui aboutit à la détermination des coefficients des filtres. La position des haut-parleurs 83 et 84, celle de la tête 85 et des microphones 87 et 86, ainsi que leur orientation
- 5 sont autant de paramètres qui pris séparément jouent sur la nature du signal électrique de son qui est capté par les microphones. En effet, la variation de la distance de la tête 85 aux haut-parleurs 83 et 84 revient à faire varier le temps du parcours du son dans l'air. Par exemple, le quadrille obtenu pour la configuration des éléments 83, 84 et 85 dans la pièce 90 ne donne pas la
- 10 même sonorité lors du traitement que le quadrille obtenu à partir d'une configuration dans laquelle la tête 85 a été reculée, 301, élevée, 302 ou abaissée 303, ou tournée sur elle-même 304 ou 305. Les quadrilles peuvent encore être changés si un haut-parleur ou les deux sont déplacés selon des directions x, y ou z.
- 15 Les dimensions de la pièce 90 ont aussi une influence sur le son détecté par les microphones 86 et 87. En modifiant les dimensions de la pièce, 90 devenant 203, on modifie la nature des réflexions du son émis par les haut-parleurs 83 et 84 sur les parois de la pièce. Dans la pièce 90 et la
- 20 pièce 203, des haut-parleurs et des microphones ont des positions relatives identiques. Comme le mur perpendiculaire à l'axe x de la pièce 203 est plus petit que celui de la pièce 90, les réflexions sont plus nombreuses suivant l'axe y dans la pièce 203 que dans la pièce 90. Les quadrilles qui sont liés à la nature de l'onde acoustique détectée, à sa puissance et à sa fréquence, sont donc différents d'une pièce à l'autre.
- 25 En modifiant l'orientation des haut-parleurs 83 et 84 ou des microphones de la tête, on modifie l'angle de réception du son par les microphones de la tête. On modifie donc encore l'allure de l'onde reçue.
- On remarque que plus on éloigne la tête 85 des haut-parleurs 83, 84, plus les quadrilles obtenus donnent un effet de profondeur marqué. En
- 30 plaçant les deux haut-parleurs symétriquement de part et d'autre de la tête dans le cône de confusion, on obtient une sensation d'enveloppement et d'immersion maximum qu'on obtiendrait difficilement avec d'autres positions.
- A partir de toutes ces prises de son de différentes natures, on retient les configurations particulières ou singulières qui produisent les quadrilles
- 35 rendant le meilleur effet d'écoute en profondeur du son. Au besoin, on peut

## 13

retenir plusieurs quadrilles (correspondant à plusieurs configurations).

La figure 4 représente d'une manière théorique deux jeux particuliers de coefficients d'un des deux filtres obtenus après la phase d'extraction décrite dans la figure 2. La figure 4 illustre un traitement qui est effectué sur  
5 les filtres pour les rendre plus efficaces. Dans ce but, des coefficients de filtres bruts sont déterminés selon les intercorrélations vues plus haut. Puis, à partir de ces coefficients bruts, on établit la réponse impulsionnelle de ces filtres, par une transformée de Fourier discrète inverse. On repasse donc ici, pour le calcul des filtres (pas pour leur utilisation), dans le domaine temporel.  
10 Une telle réponse impulsionnelle est montrée sur la figure 4. Le diagramme pour le filtre HDD 91 donne l'allure de la réponse impulsionnelle. Cette réponse impulsionnelle permet de déduire le champ latéral correspondant. On remarque sur ce filtre la présence d'une amplitude correspondant au champ direct 92. Cette amplitude ADDM est la plus grande des amplitudes.  
15 Le champ direct correspond au champ qui, de la source sonore, parcourt le plus court chemin jusqu'au récepteur. On observe aussi des amplitudes de premières réflexions 93 qui sont encore significatives. Finalement, des amplitudes de champ diffus 94 qui sont de plus en plus faibles. Les plus faibles ne jouent pas un grand rôle dans le traitement du son parce qu'elles  
20 sont noyées dans le bruit de mesure. La réponse impulsionnelle HDD 91 a une période d'échantillonnage TE en relation avec le pas de la transformée de Fourier initiale et avec l'échantillonnage temporel initial du signal.

Le diagramme HDG 96 donne l'allure de la réponse impulsionnelle du champ croisé à partir d'un signal électrique de son droit. Son allure est très  
25 semblable à celle de la réponse impulsionnelle de HDD 91 car les deux jeux de coefficients ont été obtenus à partir d'un même bruit blanc. L'amplitude du champ direct 97 qui correspond au champ acoustique directement reçu par le microphone est là encore la plus importante du filtre. Les premières réflexions 98 donnent des amplitudes qui sont significatives et les plus faibles  
30 des amplitudes du champ diffus 99 présentent peu d'intérêt dans le traitement du son parce qu'elles sont noyées dans le bruit de mesure. La période d'échantillonnage est de préférence la même que pour HDD 91 : elle vaut TE, référence 100.

Après avoir ainsi transformé sous une forme temporelle les jeux de  
35 coefficients HDD 91 et HDG 96, on traite les échantillons résultant de cette

transformation pour modifier ces filtres. A l'issue de cette modification, on retranspose les réponses impulsionnelles modifiées dans le domaine fréquentiel, pour obtenir des coefficients fréquentiels de filtres et utiliser ensuite les filtres correspondants comme des filtres fréquentiels classiques.

- 5 La partie de la description qui suit indique comment cette modification est apportée aux réponses impulsionnelles pour donner plus de couleur aux sons ainsi subséquentement filtrés.

Dans l'exemple, on s'aperçoit que le champ direct 92 du filtre temporel HDD 91 et le champ direct 97 du filtre temporel HDG 96 sont décalés dans le  
10 temps d'une durée TR, 101, dite inter-aurale. Une première étape consiste à recaler les filtres les uns par rapport aux autres en alignant les champs directs ou en choisissant un écart TR approprié à l'ambiance sonore désirée. Pour faire varier la durée TR ou la supprimer, on peut introduire ou enlever des échantillons nuls entre le premier échantillon significatif, 92 ou 97, et le  
15 zéro d'origine sur les durées 102 ou 103. Cette introduction ou cet enlèvement conduisent à étaler plus ou moins le son dans l'espace.

Une seconde étape consiste à normaliser les filtres temporels des réponses impulsionnelles. On recherche d'abord les maxima des champs des réponses impulsionnelles. Dans l'exemple, on cherche le maximum de  
20 HDD 91 qui correspond à ADDM, 104, et on cherche le maximum de HDG 96 qui ici correspond à ADGM, 105. On recherche ensuite le maximum de ces deux maxima. On ramène le maximum trouvé à un et on normalise le niveau des autres composantes impulsionnelles des filtres. Dans le cas où les niveaux des composantes impulsionnelles des filtres sont trop disparates,  
25 la normalisation en ramenant un maximum à un n'est plus possible car elle rendrait le champ diffus d'un des filtres 94 et 99 trop important.

Une normalisation par la puissance de la réponse impulsionnelle à partir de la moyenne quadratique peut être alors envisagée en appliquant une fenêtre identique sur l'ensemble du filtre, et en calculant sa puissance.  
30 On compense ensuite les niveaux pour obtenir une puissance identique sur les quatre filtres fenêtrés.

Pour produire certains effets sonores, des masques temporels peuvent en outre être appliqués sur les réponses impulsionnelles des filtres HDD 91 et HGD 96. Par exemple, on peut de HDD 91 extraire uniquement le  
35 champ direct et en déduire un filtre fréquentiel déterminé uniquement à partir



## 15

de ce champ direct. Ce filtre fréquentiel est ensuite appliqué sur le signal électrique 13. On peut aussi appliquer un masque rectangulaire 195 qui élimine les coefficients dont le rang est supérieur à un rang donné, ou bien encore un masque se terminant en forme d'exponentielle 196 afin de  
5 modifier une partie spécifique du filtre.

Une altération aléatoire des amplitudes de certains échantillons peut en outre être effectuée, toujours dans le but de créer une atmosphère sonore particulière.

On peut aussi éliminer certains échantillons dont l'amplitude est  
10 inférieure à un seuil, par exemple L1 106 ou L2 107. Ce seuil peut correspondre au niveau du bruit. En effet, les échantillons dont le niveau est inférieur au niveau du bruit n'ont pas une grande influence sur la qualité du traitement sonore donné par le filtre.

On peut aussi supprimer certains échantillons notamment les plus  
15 faibles en réalisant une troncation, de manière à ce que le traitement puisse s'adapter au dispositif réellement utilisé pour le réaliser. En effet, la taille du filtre doit pouvoir s'adapter à la contrainte d'industrialisation comme par exemple à la taille de la mémoire disponible dans le système de traitement ou encore à la capacité de calcul du processeur. Dans la pratique, on utilise  
20 des filtres de seize kilos coefficients, chaque coefficient étant quantifié sur soixante quatre bits. On a ainsi dans la réponse impulsionnelle seize kilos échantillons, pouvant mener dans le domaine fréquentiel à seize kilos coefficients. Si les ressources du système sont faibles, on peut réduire à quatre kilos ou deux kilos le nombre de coefficients. En dessous de ces  
25 valeurs les résultats du traitement sont toujours présents mais moins bien maîtrisés.

Pour le traitement du signal d'origine par les filtres à coefficients temporels, on transpose dans un premier temps les coefficients de ces filtres temporels dans le domaine des fréquences grâce à des cellules de  
30 transformée de Fourier discrète 111-114. Le signal ainsi traité peut cependant apparaître inacceptable et nécessiter un traitement d'égalisation complémentaire. Plutôt que de réaliser sur le signal électrique de son 13 un tel traitement d'égalisation complémentaire, dans l'invention on prévoit d'incorporer des fonctions d'égalisation dans des cellules situées en amont  
35 des cellules de transformée de Fourier 111-114. Les fonctions d'égalisation

## 16

modifient les coefficients des filtres en amplitude et en phase sur tout ou partie de la réponse impulsionnelle. On a découvert que le contrôle de la phase est un point critique dans tous les filtrages liés à la spatialisation et à la mise en profondeur des sons. Par exemple, on peut modifier en phase et  
5 en amplitude les coefficients du champ direct et des premières réflexions tout en laissant les coefficients du champ diffus inchangés.

Ces fonctions d'égalisation peuvent avoir pour objet d'améliorer le rendu spectral d'un filtre ou d'un son en corrigeant ou en compensant certains défauts qui peuvent être liés à la prise de son. Par exemple, un  
10 auditeur peut vouloir augmenter des amplitudes de certaines composantes fréquentielles de manière à faire ressortir une couleur de son plus qu'une autre. Dans ce but, les cellules situées en amont des cellules 111-114 peuvent être paramétrées pour certaines ou toutes les gammes de fréquence par des coefficients de pondération. Dans l'égalisation, toutes les  
15 composantes fréquentielles des quatre filtres peuvent même être ajustées indépendamment en prévoyant de modifier indépendamment les coefficients de pondération des cellules. Cette indépendance donne la possibilité de modifier toutes les caractéristiques des niveaux d'amplitude et de phase des différents filtres.

Plutôt que d'utiliser des cellules en amont des cellules 111-114, il serait envisageable d'incorporer des fonctions d'égalisation directement dans les cellules 111-114. Il serait aussi envisageable de paramétrer la cellule 110 ou les cellules 7 et 8 par des coefficients de pondérations. Ces alternatives sont néanmoins plus compliquées et limitatives que l'utilisation de cellules  
20 indépendantes permettant de réaliser l'égalisation avant la transposition des coefficients des filtres dans le domaine des fréquences.

La figure 5 représente par un bloc fonctionnel 600 un mode de réalisation possible du circuit qui exploite les coefficients de filtrage extraits. Le traitement des signaux est réalisé en découpant les données à traiter en  
30 N blocs de données que l'on multiplie par N paquets de coefficients. En l'occurrence, on s'attache à la réalisation de HDD 78, avec quatre paquets de coefficients, ici N valant quatre. Les coefficients de filtrage de HDD78 sont présents dans le filtre 1 de la figure 1. Ils permettent à partir du signal appliqué en entrée 14 d'obtenir le signal électrique de son traité 15 en sortie.

35 Les coefficients d'un filtre, donc du filtre HDD 78, sont au nombre de

## 17

seize kilos et sont définis chacun sur quatre octets. Avec N valant quatre, ces coefficients sont découpés en quatre paquets de coefficients de quatre kilos coefficients chacun. Le signal en entrée qui est traité par HDD78 est un signal électrique de son découpé en blocs de quatre kilos mots. Chaque mot  
5 représente un échantillon de données codé lui aussi sur quatre octets. Dans le montage, on réalise quatre étages de traitement distincts qui sont combinés par un sommateur 130.

De manière générale, pour traiter, le circuit de la figure 5 effectue une transformée de Fourier discrète des blocs de données, à travers une cellule  
10 110, du signal 13 transmis par une liaison 132 à une mémoire 109. On obtient un signal transposé dans le domaine des fréquences observable en sortie 136. Ce signal transposé est ensuite multiplié par les coefficients de filtrage d'un filtre.

Les coefficients de ce filtre sont contenus dans l'exemple dans quatre  
15 mémoires mortes, HDD1 118, HDD2 119, HDD3 120 et HDD4 121. Ces coefficients sont multipliés au signal disponible en sortie 136 par l'intermédiaire d'opérateurs. Le signal multiplié obtenu, 15 dans l'exemple après le sommateur 130, est alors transposé dans le temps par une transformée de Fourier discrète inverse modélisée dans l'exemple par la  
20 cellule 7 de la figure 1.

Pour effectuer la multiplication du signal d'entrée par les coefficients du filtre, dans le domaine des fréquences, le signal électrique de son à traiter 13 est groupé en groupes de deux blocs consécutifs dans le temps. Ces groupes de deux blocs transformés sont ensuite transmis à une ligne de  
25 retard 400 à quatre sorties 136, 152, 163 et 180. Le retard disponible à la sortie 136 est nul. En pratique, la ligne 400 ne comporte que trois cellules de retard 115, 116, 117. On effectue préalablement la transformée de chacun de ces groupes de deux blocs à l'aide du circuit 110 de transformée de Fourier discrète. Les coefficients de filtrage sont scindés en N paquets qui  
30 correspondent aux quatre paquets de coefficients de l'exemple HDD1 118, HDD2 119, HDD3 120 et HDD4 121. Ces paquets peuvent être contenus dans des mémoires mortes toutefois, on pourrait envisager de les calculer à la volée.

Dans le but de maîtriser la phase du signal électrique de son, les  
35 paquets de coefficients utilisés, HDD1 118, HDD2 119, HDD3 120 et HDD4

## 18

121 dans l'exemple, sont des paquets de coefficients de filtres à réponse impulsionnelle finie. Le nombre de coefficients de ce type de filtre est fini.

Comme les N blocs du signal d'entrée, les N paquets de coefficients de filtrage sont transposés dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire de cellules de transformée de Fourier discrète 111-114. Après transposition, les N blocs du signal électrique d'entrée et les N paquets de coefficients de filtres sont multipliés deux à deux au travers d'opérateurs de multiplication 126-129 du circuit de l'exemple où N vaut quatre. Transposer les différents signaux à traiter dans le domaine fréquentiel, les blocs du signal d'entrée et les paquets de coefficients, a pour effet de faciliter une convolution en la transformant en une simple multiplication dans le domaine des fréquences. Cette même convolution aurait été difficile à calculer dans le domaine temporel et elle aurait demandé plus de ressources système, notamment plus de mémoire. Les N résultats obtenus sont ensuite additionnés entre eux par le sommateur 130. En agissant ainsi le filtrage a été décomposé en N multiplications. C'est plus simple.

La trame du signal d'entrée scindée en blocs et observable à la sortie de la cellule 110, est transmise à la ligne à retard 400 à quatre sorties. Chacune des cellules 115-117 retarde d'un bloc d'échantillon le signal qui lui est appliqué en entrée. En agissant ainsi, la trame d'entrée est scindée en N blocs, quatre dans l'exemple qui sont observables au points d'interconnexion 139, 154, 166 et 182. En outre, les cellules 115-117 évitent la superposition des résultats de convolution au moment où la somme est effectuée. On garde ainsi un traitement cohérent, tout en ayant divisé les coefficients de filtrage de HDD 78 en N paquets.

La transformée du signal 13 peut être calculée sur chacun des signaux observables sur les N sorties de la ligne à retard 400, en plaçant dans l'exemple des cellules de transformée de Fourier discrète 500-503 sur des liaisons 141, 156, 168, 182. On peut aussi, et c'est la solution préférée, calculer la transformée de Fourier pour l'ensemble de la trame en plaçant une cellule de transformée de Fourier discrète 110 en amont de la ligne à retard.

Pour scinder la trame en blocs, on mémorise un signal électrique d'entrée, 13 dans l'exemple, de capacité proportionnelle au N ième de la trame. Dans une réalisation préférée, des doubles blocs qui se recouvrent

l'un sur l'autre de moitié, sont formés par une mémoire 109 pour scinder la trame d'entrée en N blocs. Dans l'exemple, la capacité de la mémoire 109 qui est ici une mémoire tampon, est deux fois supérieure à la taille d'un bloc du signal électrique de son 13. La mémoire tampon de huit kilos mots de quatre octets est ainsi divisée en deux blocs de quatre kilos mots chacun. Cette réalisation permet de disposer de groupes successifs (dans le temps) de deux blocs de données recouverts l'un sur l'autre de cinquante pourcents. Les groupes de blocs de données en sortie de la mémoire 109 ont donc une taille de huit kilo mots. En divisant par deux la taille de la mémoire tampon d'entrée (huit kilos mots au lieu de seize kilos mots), et en adaptant un recouvrement, la mémoire tampon circulaire 109 réduit le temps de latence du traitement. Le temps de latence est la durée qui s'écoule entre l'entrée dans le système de traitement du premier échantillon à traiter et son traitement effectif par le système. Ce temps de latence est lié au temps de remplissage de la mémoire tampon d'entrée. Cette technique de traitement introduisant un recouvrement des échantillons permet donc un traitement rapide des signaux d'entrée à filtrer. Dans l'invention, on utilise un recouvrement avec un taux de cinquante pourcents bien que ce ne soit pas la seule valeur possible. On pourrait envisager par exemple d'utiliser un recouvrement supérieur de vingt-cinq ou trente-trois pourcents. Une transformée de Fourier de ces doubles blocs est ensuite effectuée, on l'a vu, par l'intermédiaire de la cellule de transformée de Fourier discrète, 110 et via la liaison 135.

Les N paquets de coefficients de filtrage: HDD1 118, HDD2 119, HDD3 120 et HDD4 121 de l'exemple, sont complétés par des échantillons constants à l'aide de cellules 122 à 125 de bourrage. Dans la pratique, le complément est effectué par des échantillons nuls introduits par des cellules de bourrage à zéro mais on pourrait introduire des échantillons de valeur constante, non nulle, afin de faire varier les effets à réaliser sur le son à traiter d'origine. On obtient alors N doubles paquets observables dans l'exemple en sortie 144, 157, 171 et 185 des cellules 122-125 du circuit de l'exemple où N vaut quatre. Les cellules 122 – 125 sont des cellules de bourrage à zéro. Ces cellules 122-125 sont utilisées de manière à pouvoir multiplier deux signaux bien qu'ils n'aient pas la même taille. Les cellules de bourrage à zéro complètent en effet par des échantillons nuls les signaux qui

leur sont appliqués en entrée jusqu'à ce que ces derniers atteignent une taille permettant la réalisation d'une opération. Ainsi aux sorties des cellules de bourrage, on observe des signaux de huit kilos mots alors que les signaux appliqués sur les entrées 142, 153, 169 et 183 n'avaient une longueur que

5 de quatre kilos mots. Ce complément d'échantillons est nécessaire afin que la multiplication soit physiquement réalisable entre les N doubles blocs du signal d'entrée et les N paquets de coefficients de filtrage. En effet, une multiplication est possible, uniquement si les tailles des signaux échantillonnés disponibles sur les différentes entrées du multiplicateur sont

10 identiques entre elles.

Le calcul avec les doubles blocs recouverts et avec les paquets de coefficients bourrés à zéro conduit à une redondance. Il convient, compte tenu de ce choix de traitement (on aurait pu faire autrement), d'extraire les résultats significatifs. On extrait de ces doubles blocs multipliés, des blocs

15 multipliés à l'aide d'une opération matricielle. Cette opération matricielle est effectuée dans l'exemple, au travers des cellules matricielles 9 et 10 réalisant une sélection d'une partie du bloc entrant de manière à éliminer la redondance d'échantillons due à l'utilisation d'une mémoire tampon circulaire qui engendre un traitement double des échantillons.

Le signal 13 est ainsi transformé en signal 15. Cette transformation correspond au filtrage HDD 78. Pour correspondre aux autres filtres HDG 79, HGD 200 et HDG 2001, à partir des signaux 13 et 17 (cf. figure 1) le montage de la figure 5 comporte trois autres blocs fonctionnels 601, 602, 603 comme le bloc fonctionnel 600 qui vient d'être décrit. Un même type de

20 traitement regroupant une combinaison de signal, une transformée de Fourier discrète inverse, et une opération matricielle est réalisée sur les autres signaux 13 et 17 afin de simuler les chemins des sons dans l'air. Le signal 16 est obtenu dans l'exemple à partir d'un filtrage réalisé sur le signal 13. Les signaux 21 et 20 sont obtenus à partir de deux filtrages réalisés sur

25 le signal 17 du filtre 2. Les trois blocs 601 – 603 ont une structure semblable à celle du bloc 600.

Avec l'évolution du procédé de l'invention, N qui vaut quatre dans la réalisation préférée, peut être augmenté. En effet, plus N est grand, plus la taille de la mémoire tampon d'entrée diminue pour un filtre de longueur

30 donné. Donc, le temps de latence diminue lorsque N augmente. Dans ces

conditions, on peut envisager un traitement en temps quasi réel du signal de son d'origine (sans profondeur). Notamment on peut envisager d'utiliser le traitement de signaux sonores de l'invention pour des sons correspondant à des images transmises en direct.

5 On peut aussi diviser les réponses impulsionnelles des filtres et le signal d'entrée en blocs de taille variable. Le plus petit bloc définit le temps de latence. Il correspond, de préférence, au début de la réponse impulsionnelle du filtre. Par exemple, on peut commencer par traiter 128 échantillons temporels, puis à l'étape suivante en traiter 256, puis 512 et  
10 ainsi de suite, en augmentant la taille jusqu'à la fin de la réponse impulsionnelle. Plus généralement, par exemple un premier bloc de N points est traité, la suite du traitement est sur 2N points, la suite sur 4N, etc. jusqu'à la fin de la réponse. D'autres variantes, plus efficaces pour le traitement temps réel, sont possibles : N, N, 2N, 2N, 4N, 4N, etc. Plus généralement  
15 quand on évoque des blocs, bien qu'ils soient de préférence de tailles égales ils peuvent être de tailles inégales. En disposant de plusieurs quadrilles de simulation, il est possible de mettre à disposition des utilisateurs, dans des mémoires telles que 118 à 121, complémentaires, des filtrages correspondant à d'autres configurations. On envisage ainsi de mettre à  
20 disposition des utilisateurs une vingtaine de configurations (et de filtrages associés) différentes. En outre, il est possible qu'un utilisateur veuille combiner les effets de plusieurs quadrilles. Dans l'invention on prévoit alors d'additionner les coefficients respectifs de deux quadrilles (et de normaliser l'addition par une division par deux) ou de plus de deux quadrilles. Les  
25 mémoires 118 à 121 sont alors chargées par les coefficients résultant de cette combinaison.

La figure 6a montre des signaux 601-615 obtenus dans une variante de réalisation du filtre 600 de la figure 5.

Des signaux 601-615 sont ici représentés dans un domaine temporel  
30 mais, on le verra ci-après, tous les calculs de traitement du signal d'entrée 113 par le filtre HDD 78 sont réalisés dans le domaine des fréquences, à l'aide de cellules de transformées de Fourier.

Dans cette variante, on scinde les coefficients de filtrage du filtre HDD 78 en quatre tranches temporelles de coefficients de longueur variables, soit  
35 ici quatre tranches HDD1-HDD4 respectivement de longueur M, 2M, 4M et

## 22

8M points. Le nombre d'échantillons temporels composant ces tranches est multiple d'une puissance de deux car le calcul de la transformée de Fourier discrète est plus rapide et simple à mettre en œuvre avec un tel nombre d'échantillons. Dans la pratique, les tranches HDD1-HDD4 de coefficients, successives dans le temps, possèdent une longueur de plus en plus grande.

Le signal 113 électrique de son d'entrée est scindé en blocs x1-x8 dont la taille est égale à celle de la plus petite tranche de coefficient, soit ici la tranche HDD1 qui est de taille M.

On calcule ensuite une transformée de Fourier des blocs x1-x8 et des ces tranches HDD1-HDD4 de coefficients, à l'aide de cellules de transformée de Fourier. On obtient alors des blocs transformés et des tranches transformées.

On convolue alors les tranches HDD1-HDD8 de signal par des blocs x1-x8 de même longueur que chacune des tranches. Ainsi, on convolue la première tranche HDD1 qui a une longueur de M échantillons ou points, par le bloc x1 de longueur M échantillons ou points, puis par les blocs x2, x3, x4, x5, x6, x7 et x8. La deuxième tranche HDD2 qui a une longueur de 2M points est convoluée par des doubles blocs x1x2, x3x4, x5x6 et x7x8 de longueur 2M points. Ces convolutions sont effectuées dans le domaine fréquentiel (convolution circulaire), par multiplication des transformées de Fourier des blocs. En multipliant les blocs transformés par les tranches transformées, on obtient dans cet esprit des blocs multipliés. A un bloc multiplié, dans le domaine des fréquences, correspond un bloc convolué 601-615 dans le domaine temporel. Les transformées de Fourier sont prises d'ordre double de la longueur des blocs temporels afin que la convolution circulaire s'identifie à la convolution linéaire.

Les blocs multipliés correspondant aux blocs convolués 601-615 ont une longueur deux fois plus longue que les longueurs des blocs initiaux.

La convolution des blocs x1-x8 par les tranches HDD1-HDD4 induit des blocs convolués 601-615 qui sont décalés dans le temps les uns par rapport aux autres. Ainsi, pour un bloc convolué d'une taille donnée, son suivant est décalé dans le temps.

Par exemple, un bloc convolué 609 de longueur  $2P \times M$  points, P étant un nombre entier positif (ici  $P=2$ ), est retardé d'une durée correspondant à  $(2(P-1)-1 \times M)$  points (ici 1) par rapport au début du bloc.



Ainsi, les blocs x1-x8 transformés sont multipliés par les tranches HDD1-HDD4 transformées de coefficients, de manière à ce que les blocs convolués 601-615 s'alignent par recouvrement. Voir à cet effet, par exemple le recouvrement des blocs convolués 601 et 602 qui se recouvrent  
5 partiellement pendant la durée de l'échantillon x2. De même 611, 610 et 606 se recouvrent pendant la durée des échantillons x6x7.

On considère que le filtre est une somme de quatre sous filtres associés aux tranches HDD1-HDD4 retardées dans le temps. Il est alors possible de déduire la réponse impulsionnelle globale du filtre HDD 78 en  
10 additionnant en fréquence les différents blocs multipliés qui se recouvrent puis en réalisant la transformée de Fourier inverse de la somme.

Dans la pratique, pour calculer une transformée de Fourier d'ordre  $2P \times M$ , on conserve en mémoire les transformées de Fourier d'ordre  $2(P-1) \times M$ . Ainsi, avec ce procédé, une fois que les transformées du bloc x1 et du  
15 bloc x2 de longueur 2M points ont été calculées, on combine ces transformées afin d'obtenir la transformée de Fourier de x1x2 de longueur 4M points. Autrement dit, au lieu de calculer une transformée de Fourier de longueur 4M points, on calcule seulement une transformée de Fourier complémentaire de longueur 2M points.

Ce procédé de calcul permet d'optimiser des temps de traitement des données pour des calculs de transformées de Fourier longues. Toutefois, il est difficile de réaliser des opérations inverses pour calculer des transformées de Fourier inverse. En effet, le recouvrement des blocs multipliés transposés dans le temps entraîne des difficultés pour identifier  
20 une partie d'un signal utile à une reconstruction. Par reconstruction, on entend transposer les blocs multipliés dans le temps, et les recombinaison de manière à obtenir une réponse globale du filtre. Plus précisément, lors de la reconstruction, on ne peut pas mesurer un décalage entre les blocs multipliés qui se situent dans le domaine des fréquences comme on peut le  
25 mesurer dans le domaine temporel. Cette complexité entraîne une perte de temps dans les calculs.

Ainsi dans les méthodes classiques de reconstruction, pour calculer une transformée de Fourier discrète inverse d'un bloc d'une longueur donnée, on calcule directement la transformée discrète inverse de ce bloc.  
35 En revanche, dans l'invention, pour calculer plus vite, on remplace une

## 24

transformée de Fourier discrète inverse d'un bloc de longueur donné, par une transformée de Fourier inverse d'ordre moitié.

Sur une période donnée, seule une partie des blocs multipliés possède une influence sur la reconstruction du signal de sortie. Ainsi, pour  
5 les blocs convolués correspondant aux blocs multipliés 612, 613 et 614 qui se recouvrent, seule la partie sur laquelle ils se recouvrent possède une contribution sur un intervalle délimité dans le temps par le bloc multiplié transposé dans le temps 612.

Aussi, dans l'invention, on regroupe des blocs convolués par exemple  
10 613 et 614, de longueur  $2P \times M$  points afin d'obtenir un premier bloc de longueur  $2(P-1) \times M$  points (621, figure 6b) à ajouter avec un autre bloc convolué de longueur  $2(P-1) \times M$  points (620 figure 6b). Avec ce regroupement, on obtient un deuxième bloc (623 figure 6b) de longueur  $2(P-1) \times M$  points grâce auquel on compense une erreur en temps réalisée sur le  
15 calcul du premier bloc.

Ainsi, dans le procédé selon l'invention, on peut remplacer une transformée discrète directe d'un ordre donné par une transformée de Fourier discrète directe d'un ordre moitié. Mais on peut aussi remplacer une transformée de Fourier discrète inverse d'un ordre donné par une  
20 transformée de Fourier discrète inverse d'ordre moitié afin de réaliser la reconstruction du filtre.

Dans le procédé selon l'invention, il est donc toujours possible de calculer des transformées de Fourier discrètes directes et des transformées de Fourier discrètes inverses sur des blocs possédant des longueurs moitié  
25 de celles désirées.

La figure 6b donne un exemple d'une reconstruction temporelle de la sortie du filtre en utilisant le procédé selon l'invention. Plus précisément, la figure 6b montre un exemple de reconstruction pour des blocs convolués de longueur  $8M$  et  $4M$  points. Cette figure est décrite dans le cadre de la  
30 présente invention relative au traitement du son mais peut faire l'objet d'une protection indépendante compte tenu que l'effet technique d'augmentation de la rapidité des calculs est ainsi obtenue dans tous les domaines.

Les segments de la figure 6b dont les extrémités sont des traits correspondent à des signaux qui se situent dans le domaine temporel. Les  
35 segments dont les extrémités sont des rectangles représentent des signaux

## 25

qui se situent dans le domaine des fréquences.

Pour la reconstruction du signal de sortie du filtre HDD 78 dans un intervalle de temps TR associé au bloc 612, une première contribution temporelle provient du bloc convolué 612 et une deuxième contribution  
5 temporelle provient d'un recouvrement des deux blocs convolués 613 et 614 (voir également figure 6a) . En effet, dans le domaine temporel, les blocs convolués 613 et 614 sont respectivement constitués de deux moitiés a, b et c, d et se recouvrent de moitié sur l'intervalle TR. La contribution des blocs convolués 613 et 614 sur l'intervalle TR est ainsi de (b+c)

10 Dans la reconstruction selon l'invention, on combine donc dans le domaine des fréquences les blocs multipliés de longueur  $2P \times M$  points correspondant à des blocs convolués se recouvrant de moitié, et on obtient un bloc fréquentiel combiné de longueur  $2P \times M$  points. On divise ensuite ce bloc combiné en deux blocs de longueur  $2(P-1) \times M$  points et on ne calcule  
15 que la transformée inverse de l'un d'eux, l'autre étant simplement ajoutée à une transformée d'ordre  $2(P-1) \times M$  issue du traitement des blocs de signaux temporels de longueur  $2(P-2) \times M$  points.

Plus précisément, on utilise les blocs multipliés 617 à 619 associés respectivement aux blocs convolués 612, 613 et 614. On module le bloc  
20 multiplié 618 de taille 8M qui se recouvre dans le temps avec le bloc 614. Pour moduler, on multiplie par moins un les composantes impaires du bloc multiplié 618 et par plus un les autres composantes. On change ainsi le signe de toutes les composantes impaires.

On obtient alors un bloc modulé 620 de longueur 8M points. La  
25 modulation en fréquence est équivalente à permuter les deux moitiés a et b du bloc convolué 613. On ajoute alors ce bloc modulé 620 au bloc 619 avec lequel il se recouvre de moitié dans le temps. On obtient alors un bloc combiné 621 de longueur 8M points. Ce bloc est représentatif des composante temporelles b+c dans sa première partie et a+d dans sa  
30 seconde partie.

Ensuite, on réalise un premier sous échantillonnage dans lequel on sélectionne les composantes paires du bloc combiné 621 de longueur 8M points. On obtient alors un bloc pair 622 de longueur 4M points que l'on multiplie par 1/2 avant de l'ajouter au bloc 617 ce qui donne le bloc de  
35 compensation 623. Comme la transformée de Fourier discrète est

## 26

périodique, cette addition dans le domaine fréquentiel revient à ajouter temporellement le signal  $b+c+(d+a)$  sur l'intervalle TR.

En parallèle, on réalise un deuxième sous échantillonnage dans lequel on sélectionne les composantes impaires du bloc combiné 621 de taille 8M et on obtient un bloc impair 624 de longueur 4M points. On réalise une transformée inverse de ce bloc impair 624 et on obtient un bloc impair inversé 625 qui se situe dans le domaine temporel. Ce bloc impair inversé 625 contient le signal  $((b+c)-(d+a))W(n)$ ,  $W(n)$  étant un facteur pondérateur représenté par une séquence de 4M nombres complexes. Le signal  $((b+c)-(d+a))W(n)$  correspond en effet à un signal  $((b+c)-(d+a))$  multiplié par une exponentielle complexe.

On multiplie ensuite ce bloc impair inversé 625 par la séquence complexe conjuguée de  $W(n)$  et on divise le résultat obtenu par 2. On obtient un bloc impair normalisé 626 de longueur 4M points, qui contient le signal temporel réel  $1/2((b+c)-(d+a))$ . Ce signal est ajouté à la sortie temporelle du filtre sur l'intervalle TR.

Par rapport à la contribution réelle  $(b+c)$  des blocs 613 et 614 sur l'intervalle TR, on a donc introduit une erreur de  $1/2((b+c)+(d+a))$ . Mais cette erreur est exactement compensée par la combinaison des blocs 617 et 622, qui remplace le bloc 617 par le bloc de compensation 623.

Ainsi, dans l'invention, on se ramène à une transformée de Fourier discrète inverse d'ordre  $2P \times M$  pour traiter une transformée de Fourier discrète inverse d'ordre  $2(P+1) \times M$ . Il en est de même pour tous les ordres car il existe plusieurs niveaux dans le traitement des blocs par les tranches. On en obtient une réduction considérable du temps de calcul.

Dans la pratique, on commence par calculer les transformées discrètes inverses des plus long blocs multipliés, soit les blocs multipliés de longueur 16M points pour l'exemple. En général, les calculs des transformées inverses sont réalisées dans une architecture temps réel comportant des processeurs indépendants qui traitent chaque bloc multiplié. On utilise en outre un système de compteur qui permet de déterminer à chaque instant combien de bloc de signal multiplié on doit ajouter pour chaque intervalle de temps.

Dans une autre mise en œuvre du procédé, on utilise une trame de blocs comportant des répétitions de blocs telles que M, M, 2M, 2M, 4M, 4M,

## 27

8M, 8M pour l'exemple. Cette répétition de blocs permet de mieux répartir la charge de calcul des processeurs de manière à disposer d'un délai de calcul d'autant plus grand que les transformées de Fourier sont d'ordre important.

En variante, les coefficients du filtre HDD 78 ne sont pas découpés en quatre tranches. En effet, le découpage des coefficients du filtre HDD 78 en tranches dépend d'une longueur de la réponse impulsionnelle du filtre HDD 78 et donc du nombre des coefficients de filtrage du filtre HDD 78. Ainsi, dans d'autres exemples de réalisation, les coefficients de filtrage du filtre HDD 78 peuvent être scindés en cinq ou six tranches différentes de coefficients.

Ce procédé de reconstruction du signal de sortie peut être mis en œuvre dans des applications autres que le traitement d'un signal électrique de son et peut donc constituer une invention en lui-même.

La figure 6c montre selon cette variante un exemple de réalisation du filtre HDD avec une structure sur plusieurs étages. Les coefficients du filtre HDD de l'exemple ont été découpés en cinq tranches de longueur M, 2M, 4M, 8M et 16M points. Un signal d'entrée est découpé en bloc de longueur M points.

Sur un étage A, on réalise dans une première étape 631 une transformation de Fourier d'un bloc 630 multiplié, de taille 2P points, ici 32 points.

Puis dans une deuxième étape 632, on effectue une modulation du bloc multiplié en multipliant par -1 les composantes négatives du bloc multiplié.

Dans une troisième étape 633, on ajoute le résultat de cette modulation à un bloc multiplié non modulé de taille 32 points dont le bloc correspondant dans le temps se recouvre avec le bloc correspondant au résultat de la multiplication dans le temps. On obtient un bloc combiné.

Dans une quatrième et une cinquième étape 634 et 635 que l'on réalise de préférence en parallèle, on isole les composantes impaires et les composantes paires du bloc combiné et on obtient respectivement un bloc impair et un bloc pair.

Dans une sixième étape 636, on réalise une transformation de Fourier discrète inverse du bloc impair et on multiplie le bloc impair inversé obtenu par le coefficient complexe qui est le conjugué du nombre complexe  $W(n)$ .

On multiplie le résultat de cette multiplication par  $1/2$  et on obtient alors un bloc impair normalisé que l'on ajoute à la sortie temporelle du filtre sur l'intervalle TR.

5 Dans une septième étape 637, on somme le bloc pair avec un bloc auxiliaire (617 figure 6b) multiplié de longueur 16 points dont le bloc correspondant dans le temps est aligné avec le bloc correspondant au bloc pair dans le temps. Ce bloc auxiliaire est produit par une transformation de Fourier 638 sur  $2(P-1)$  points (ici sur 16 points).

10 On prélève le bloc d'addition obtenu dans la septième étape et on le traite dans un deuxième étage B. Plus précisément, on réitère en 639-643 les opérations 631-637 sur le bloc d'addition de longueur 16 points. Dans l'étape 640 de l'étage B, on ajoute le même bloc multiplié de taille 16 qui a été ajouté dans l'étape 637 de l'étage A. Le bloc impair normalisé obtenu à l'issue de l'étape 643 de l'étage B est aussi ajouté au signal reconstruit.

15 On réalise ainsi au total cinq étages de manière à ajouter dans une dernière étape 645 un bloc multiplié de longueur 2 points au dernier bloc pair obtenu.

20 Dans la pratique, on peut réaliser à chaque moment utile du procédé des étapes telles que 649, 650 et 651 dans lesquelles on retarde et synchronise des blocs de signaux correspondant à des blocs multipliés lors des opérations réalisées à l'aide des étapes 633 et 645.

25 Dans la pratique, à chaque étape correspond une cellule. Une cellule peut correspondre à un circuit électronique dédié à des fonctions particulières. Une cellule peut être réalisée à partir de portes logiques. En variante, une cellule correspond à une mémoire programme à l'intérieur de laquelle des instructions sont stockées associées à un microprocesseur.

La figure 7 montre une mise en œuvre du procédé selon l'invention pour des signaux électriques de son provenant d'un autoradio.

30 Dans cette mise en œuvre, des retards  $t_1$ - $t_4$  différents sont introduits dans des bandes de fréquences des signaux électriques de son droit et gauche traités 701 et 702 de manière à recentrer et à focaliser une image sonore globale obtenue.

35 Plus précisément, un signal électrique de son droit 113 et un signal électrique de son gauche 117 sont traités par l'intermédiaire d'un filtre 700 correspondant à celui qui englobe les éléments circonscrits à l'intérieur des

## 29

traits discontinus de la figure 1 ainsi que les sommateurs 5 et 6. On obtient en sortie de ce filtre 700 un signal 701 électrique de son droit traité qui peut être observable en sortie du sommateur 5 et un signal 702 électrique de son gauche traité qui est observable en sortie du sommateur 6 de la figure 1.

5        Ensuite, pour chaque signal 701 et 702 traité, on filtre les composantes hautes fréquences et les composantes basse fréquence à l'aide d'un filtre passe haut 703 et d'un filtre passe bas 704. Ainsi, en sortie du filtre passe haut, pour le signal électrique de son droit traité 701, on obtient un signal 705 électrique de son haute fréquence. Et en sortie du filtre  
10    passe bas, on obtient alors un signal 706 électrique de son basse fréquence.

On introduit alors un premier retard  $t_1$  dans le signal 705 électrique de son haute fréquence à l'aide d'une première cellule 707.1 à retard. Et on introduit un deuxième retard  $t_2$  dans le signal 706 électrique de son basse fréquence. En sortie de la première cellule 707.1 à retard, on obtient alors un  
15    signal 708 électrique haute fréquence retardé. Et, en sortie de la deuxième cellule 707.2 à retard, on obtient un signal 709 électrique de son basse fréquence retardé.

Le signal 708 électrique de son haute fréquence retardé et le signal 709 électrique de son basse fréquence retardé sont alors sommés par  
20    l'intermédiaire d'un sommateur 710. Le signal 711 sommé obtenu à partir du sommateur est alors diffusé par l'intermédiaire d'un premier haut-parleur 712. Ce premier haut-parleur 712 comporte deux sous haut-parleurs 713 et 714 qui diffusent de manière distincte les signaux sonores hautes fréquence et les signaux sonores basses fréquences.

25        Les filtres 703 et 704, les cellules 707.1 et 707.2 à retard et le sommateur 710 sont éléments d'une première cellule 715 de traitement. Une deuxième cellule 715 est appliquée au signal 702 électrique de son gauche traité. Les durées des retards introduits par cette deuxième cellule 715 peuvent être identiques ou différents des durées des retards  $t_1$  et  $t_2$   
30    introduits par la première cellule 715.

En combinant le traitement du son par le filtre 700 et en introduisant des retards dans les différentes bandes de fréquence du son traité à l'aide des cellules 715, on donne la sensation à un auditeur que le son provenant des enceintes de la voiture est à la fois élevé, centré par rapport au pare  
35    brise. Le son provenant des enceintes semble aussi provenir d'une source

sonore située derrière le pare brise alors que ce son est simplement diffusé par des enceintes qui se situent proches du sol. Cette sensation d'élévation, de centrage et de provenance virtuelle d'une source sonore peut être obtenu en combinant les utilisations du filtre 700 et des cellules 715.

5 Dans une réalisation particulière, plus les signaux électriques de son sont diffusés par des hauts parleurs situés proche d'une cible, plus les retards introduits dans ces signaux sont longs. Plus les signaux électriques de son sont diffusés par des hauts parleurs situés loin d'une cible, plus les retards introduits dans ces signaux sont courts. Cette cible peut être le  
10 conducteur ou un passager du véhicule.

La figure 7 donne un exemple de réalisation dans lequel on introduit un retard dans une bande haute de fréquence haute et une bande basse de fréquence. Ces bandes de fréquences correspondent chacune à une bande de fréquence d'un des sous haut-parleurs que comportent les haut-parleurs  
15 de diffusions 712 et 714. Toutefois, pour des voitures comportant des haut-parleurs comportant plus de deux sous haut-parleurs, il est possible d'introduire des retards pour n'importe quelle bande de fréquence. Ainsi, certaines voitures équipées d'une installation audiophonique haut de gamme comportent des haut-parleurs qui comportent trois sous haut-parleurs  
20 diffusant respectivement un signal sonore haute fréquence, un signal sonore de moyenne fréquence et un signal sonore de basse fréquences. Pour ces haut-parleurs de ces voitures de luxe, on met en œuvre trois filtres à l'intérieur de la cellule 715. Dans un exemple, ces trois filtres correspondent à un filtre passe haut, un filtre passe-bande et un filtre passe bas.

25 Ce procédé d'introduction d'un retard dans une bande de fréquence d'un signal sonore peut être mis en œuvre indépendamment du filtre 700 et peut donc constituer une invention en lui-même.



## REVENDICATIONS

1 - Procédé de traitement d'un signal électrique de son dans lequel on met en œuvre les étapes suivantes :

- on traite un signal électrique de son droit (13) et un signal électrique de son gauche (17) pour produire un signal électrique de son droit traité (53) et un signal électrique de son gauche traité (62),  
caractérisé en ce que pour traiter
- on simule (600) la production d'un premier signal électrique de son traité droit (15) à partir du signal électrique de son droit (13),
- on simule (603) la production d'un deuxième signal électrique de son traité droit (20) à partir du signal électrique de son gauche (17),
- on simule (602) la production d'un troisième signal électrique de son traité gauche (21) à partir du signal électrique de son gauche (17),
- on simule (601) la production d'un quatrième signal électrique de son traité gauche (16) à partir du signal électrique de son droit (13), et
- on diffuse un son (63, 64) correspondant à ces quatre signaux électriques de son traités.

2 - Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que, pour simuler

- on produit (70) avec un système de diffusion acoustique (65), et à partir d'un signal électrique de bruit blanc (76), un signal de son acoustique droit blanc,
- on détecte avec un détecteur acoustique (68,69) un signal acoustique correspondant reçu, sous la forme d'un signal électrique reçu blanc modifié de son droit et d'un signal électrique reçu blanc modifié de son gauche correspondant à la réception du signal acoustique de son droit blanc,
- on produit un spectre fréquentiel droit correspondant à un signal électrique de bruit blanc droit, et deux spectres fréquents reçus, respectivement correspondant au signal électrique reçu blanc modifié de son droit, et au signal électrique reçu blanc modifié de son gauche,
- on produit un premier jeu de coefficients de filtres fréquents à partir du spectre fréquentiel droit et à partir du spectre fréquentiel du signal électrique reçu blanc modifié de son droit,
- on produit un deuxième jeu de coefficients de filtres fréquents à partir du spectre fréquentiel droit et à partir du spectre fréquentiel du signal

électrique reçu blanc modifié de son gauche,

- on produit (73) avec un système de diffusion acoustique (66) et à partir d'un signal électrique de bruit blanc (81), un signal de son acoustique gauche blanc,

5       - on détecte avec un détecteur acoustique (68,69) un signal acoustique correspondant reçu, sous la forme d'un signal électrique reçu blanc modifié de son gauche et d'un signal électrique reçu blanc modifié de son droit correspondant à la réception du signal acoustique de son gauche blanc.

10       - on produit un spectre fréquentiel gauche correspondant à un signal électrique de bruit blanc gauche, et deux spectres fréquents reçus, respectivement correspondant au signal électrique reçu blanc modifié de son gauche et au signal électrique reçu blanc modifié de son droit,

15       - on produit un troisième jeu de coefficients de filtres fréquents à partir du spectre fréquentiel gauche et à partir du spectre fréquentiel du signal électrique reçu blanc modifié de son gauche,

      - on produit un quatrième jeu de coefficients de filtres fréquents à partir du spectre fréquentiel gauche et à partir du spectre fréquentiel du signal électrique reçu blanc modifié de son droit,

20       - ces quatre jeux de coefficients forment un quadrille de jeux de coefficients,

      - et, pour traiter, on filtre les signaux électriques de son droit et gauche avec des filtres fréquents dont les paramètres sont donnés par ce quadrille.

25       3 - Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que

      - on produit les jeux de coefficients à partir de deux spectres par une division complexe composante à composante des points complexes de ces composantes dans chacun de ces spectres.

30       4 - Procédé selon l'une des revendications 2 à 3, caractérisé en ce que, pour diffuser

      - on produit des coefficients de quatre filtres temporels (91-99) à partir respectivement des coefficients du premier, deuxième, troisième et quatrième filtre fréquentiel.

      5 - Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que

35       - on modifie (195,196) les coefficients des filtres temporels par tout ou

partie des opérations suivantes :

- normalisation des filtres temporels d'un quadrille, en maximum de champ direct ou en moyenne quadratique de champ diffus,

- recalage temporel (101) des filtres temporels les uns par rapport aux autres,

- décalage temporel des échantillons d'un filtre temporel,

- masquage de certains échantillons du filtre temporel (195, 196),

- altération des amplitudes de certains échantillons d'un filtre temporel.

6 - Procédé selon l'une des revendications 4 à 5, caractérisé en ce que

- dans les coefficients d'un filtre temporel on élimine ceux dont le rang est supérieur à un rang donné, et ou

- dans les coefficients d'un filtre temporel on élimine ceux dont la valeur est inférieur à un seuil (106,107).

7 - Procédé selon l'une des revendications 2 à 6, caractérisé en ce que

- on produit des quadrilles de jeux de coefficients pour différentes configurations (301-305) du système de diffusion acoustique et ou pour différentes salles (90,203) dans lesquelles est placé le système de diffusion acoustique (83-85) pour la production des coefficients.

8 - Procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce que

- une des configurations est une configuration en cône de confusion (88, 89).

9 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que pour diffuser

- on combine les signaux électriques de son traités par les filtres (26,31) aux signaux électriques de son non traités d'origine (13, 17),

- et on obtient un signal électrique de son combiné droit et un signal électrique de son combiné gauche.

10 - Procédé selon la revendication 9, caractérisé en ce que pour combiner

- on introduit un décalage temporel entre les signaux électriques de son acoustique traités par les filtres et les signaux électriques de son non traités d'origine.

11 - Procédé selon l'une des revendications 9 à 10 caractérisé en ce

que

- on filtre les signaux électriques de son combinés droit et gauche sur des bandes fréquences données et,

- on introduit un retard sur chacune de ces bandes de fréquence.

5 12 - Procédé selon la revendication 11 caractérisé en ce que

- on filtre les signaux électriques de son combinés droit et gauche à l'aide d'un filtre passe-haut, et

- on obtient des signaux électriques de son haute fréquence,

- on filtre les signaux électriques de son combinés droit et gauche à

10 l'aide d'un filtre passe bas et

- on obtient des signaux électriques de son basse fréquence

13 - Procédé selon la revendication 12 caractérisé en ce que

- on introduit un premier retard dans les signaux électriques de son basse fréquence et

15 - on introduit un deuxième retard dans les signaux électriques de son haute fréquence.

14 - Procédé selon la revendication 13 caractérisé en ce que

- le premier retard introduit dans le signal électrique de son basse fréquence obtenu à partir du signal électrique de son combiné droit est différent du premier retard introduit dans le signal électrique de son basse fréquence obtenu à partir du signal électrique de son combiné gauche.

20 - le deuxième retard introduit dans le signal électrique de son haute fréquence obtenu à partir du signal électrique de son combiné droit est différent du deuxième retard introduit dans le signal électrique de son haute fréquence obtenu à partir du signal électrique de son combiné gauche.

25 15 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 14, caractérisé en ce que pour filtrer

- on effectue une transformée de signal d'un signal électrique de son et on obtient un signal transformé,

30 - on multiplie le signal transformé par des coefficients de filtrage et on obtient un signal multiplié,

- on transforme le signal multiplié par une transformée inverse,

- les coefficients de filtrage sont des coefficients de filtres à réponse impulsionnelle finie (118-121).

35 16 - Procédé selon la revendication 15, caractérisé en ce que pour

effectuer la transformée

- on scinde une trame du signal électrique de son en N blocs,
- on effectue la transformée de chacun des blocs,
- on scinde les coefficients de filtrage en N paquets de coefficients,
- 5       - on multiplie deux à deux les N blocs de données d'entrée par les N paquets de coefficients de filtre, et
- on additionne les blocs multipliés pour obtenir le signal multiplié.
- 17 - Procédé selon la revendication 16, caractérisé en ce que pour scinder la trame et en calculer la transformée
- 10       - on calcule successivement la transformée de chacun des N blocs, et
- on transmet les blocs transformés à une ligne à retard à N sorties.
- 18 - Procédé selon l'une des revendications 16 à 17, caractérisé en ce que pour scinder la trame en N blocs
- on mémorise un signal électrique de son dans une mémoire tampon
- 15       circulaire de capacité proportionnelle au nième de la trame du signal électrique de son.
- 19 - Procédé selon l'une des revendications 16 à 18, caractérisé en ce que
- pour scinder une trame du signal en N blocs on forme des doubles
- 20       blocs qui se recouvrent l'un sur l'autre par moitié,
- on effectue la transformée de chacun de ces doubles blocs,
- on complète les N paquets de coefficients par des échantillons constants pour obtenir des doubles paquets,
- on multiplie chacun des N doubles blocs par un des N doubles
- 25       paquets et on obtient des doubles blocs multipliés, et
- on extrait des blocs multipliés à partir des doubles blocs multipliés.
- 20 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 19, caractérisé en ce que pour simuler,
- on place une tête artificielle qui comporte les deux détecteurs
- 30       acoustiques (68,69) dans un axe médian de deux systèmes de diffusion acoustique (65,66),
- on applique un signal électrique en forme de peigne de diracs simultanément en entrée des deux systèmes de diffusion acoustique,
- on aligne des champs directs et des champs croisés reçus par les
- 35       détecteurs acoustiques deux à deux en faisant varier la position de la tête

artificielle.

21 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 20, caractérisé en ce que pour diffuser,

- on incorpore des fonctions d'égalisation dans des cellules situées en amont de cellules de transformée de Fourier.

22 - Procédé selon la revendication 21, caractérisé en ce que

- on ajuste indépendamment des composantes fréquentielles des quatre filtres fréquentiels obtenus à partir des quatre filtres temporels modifiés.

23 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 22 caractérisé en ce que pour diffuser,

- on modifie la phase et/ou l'amplitude des coefficients des filtres temporels (91-99) sur tout ou partie de la réponse impulsionnelle.

24 - Procédé selon la revendication 15, caractérisé en ce que pour effectuer la transformée

- on scinde les coefficients temporels de filtrage en Q tranches (HDD1-HDD4) de coefficients de longueur progressive M, 2M, 4M,...( $2^{(Q-1)}$ )M points.

- on effectue la transformée de chacune de ces tranches et on obtient des tranches transformées,

- on scinde une trame du signal électrique de son en blocs (x1-x8) de longueur M points,

- on effectue la transformée de chacun de ces blocs et on obtient des blocs transformés,

- on multiplie les blocs transformés par les tranches transformées et on obtient des blocs multipliés correspondant par transformation inverse à des blocs de signaux qui se recouvrent deux à deux par moitié dans le temps.

25 - Procédé selon la revendication 24 caractérisé en ce que pour effectuer les transformations inverses des blocs multipliés

- on module (632) un premier bloc multiplié (618), de longueur  $2P \times M$  points, un bloc temporel (613) correspondant dans le temps à ce premier bloc multiplié, un deuxième bloc multiplié correspondant dans le temps à un deuxième bloc temporel, ce premier et ce deuxième bloc temporel se recouvrant par moitié dans le temps, et

- on obtient un bloc modulé (620) de longueur  $2P \times M$  points, puis
- on ajoute (633) ce bloc modulé de longueur  $2P \times M$  points au deuxième bloc, et
- on obtient un bloc (621) combiné de longueur  $2P \times M$  points.
- 5      26 - Procédé selon la revendication 25 caractérisé en ce que pour moduler
  - on multiplie par -1 les composantes impaires d'un bloc multiplié de longueur  $2M$  points dont le bloc lui correspondant dans le temps se recouvre avec un autre, et par +1 les composantes paires.
- 10      27 - Procédé selon l'une des revendications 25 à 26 caractérisé en ce que pour effectuer les transformations inverses des blocs multipliés de longueur  $2M$  points
  - on sélectionne (604) les composantes paires du bloc combiné de longueur  $2P \times M$  points et
  - 15      - on obtient un bloc pair de longueur  $2(P-1) \times M$  points
  - on multiplie par  $1/2$  ce bloc pair et on additionne (607) le résultat de cette multiplication à un bloc multiplié auxiliaire de longueur  $2(P-1) \times M$  points et
  - on obtient un bloc (623) de compensation,
  - 20      27 - Procédé selon l'une des revendication 25 à 26 caractérisé en ce que pour effectuer les transformations inverses des blocs multipliés de taille  $(2P)M$ ,
    - on sélectionne (605) les composantes impaires du bloc combiné de
    - taille  $2P \times M$  points et
    - 25      - on obtient un bloc (624) impair de longueur  $2(P-1) \times M$  points,
    - on réalise une transformée inverse (606) de ce bloc impair de longueur  $(2(P-1))M$  points et
    - on obtient un bloc (625) impair inversé qui se situe dans le domaine temporel, puis,
    - 30      - on multiplie (606) ce bloc (625) impair inversé par un coefficient complexe conjugué d'un coefficient complexe  $W(n)$  et
    - on obtient un bloc (626) impair inversé normalisé de longueur  $2(P-1) \times M$  points.

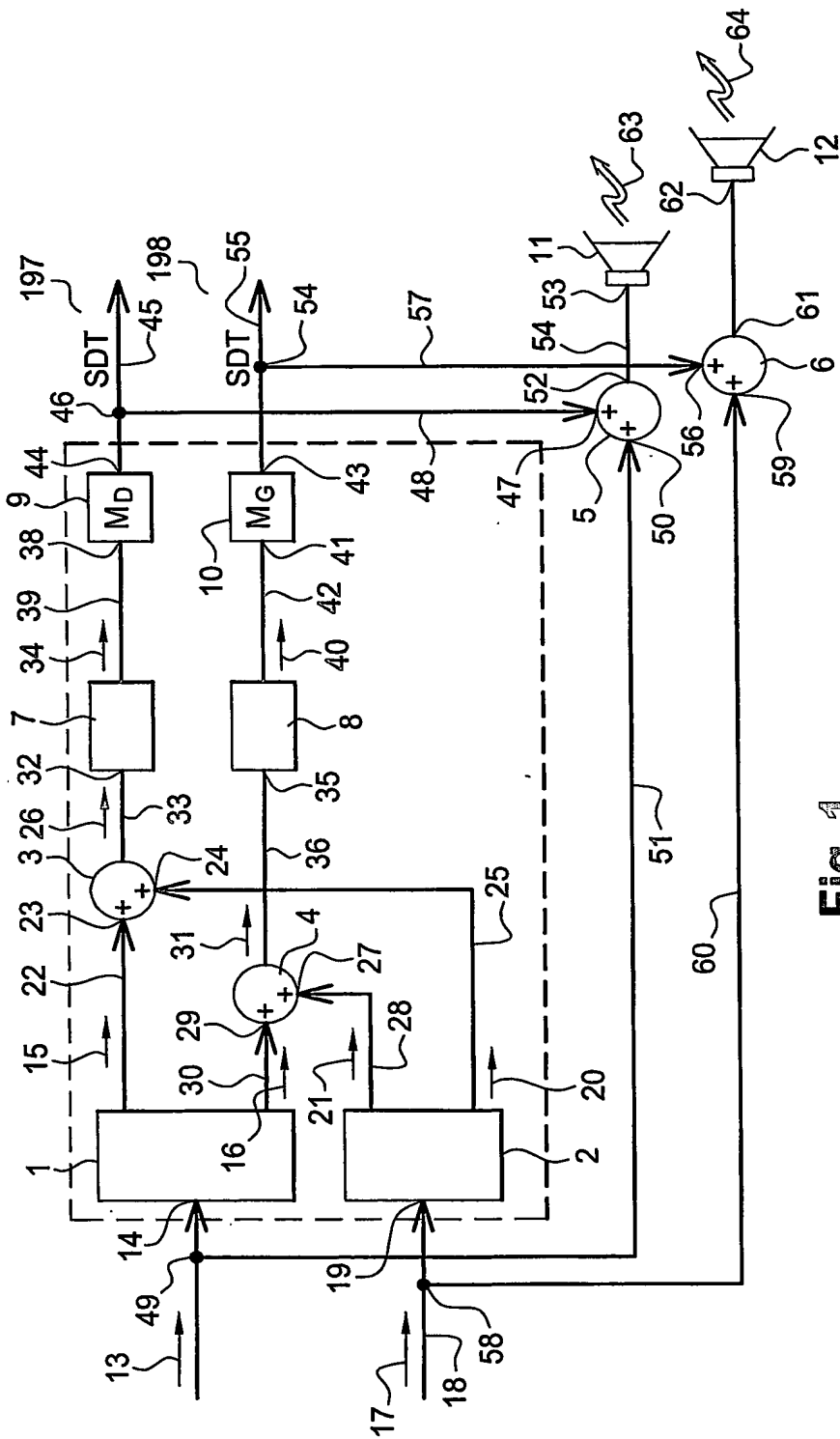
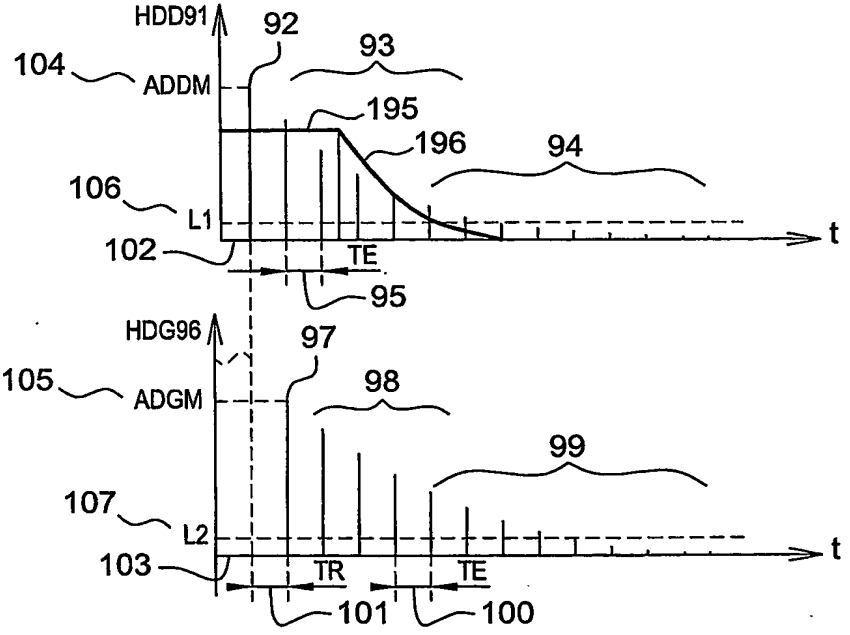
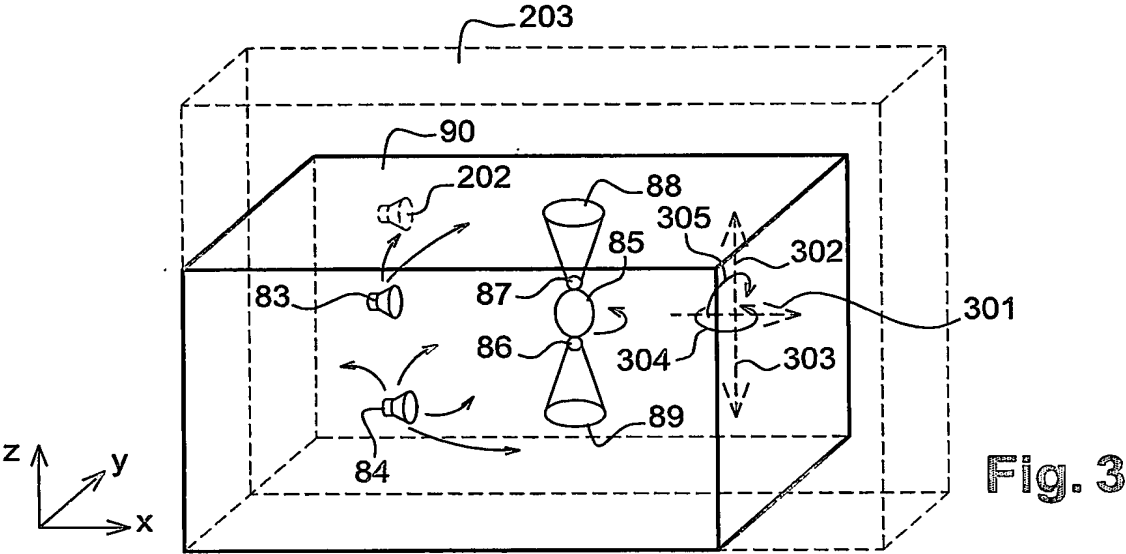
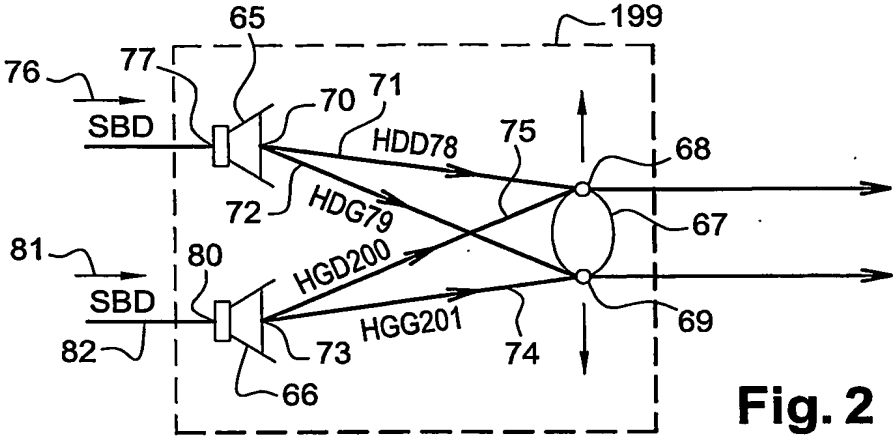
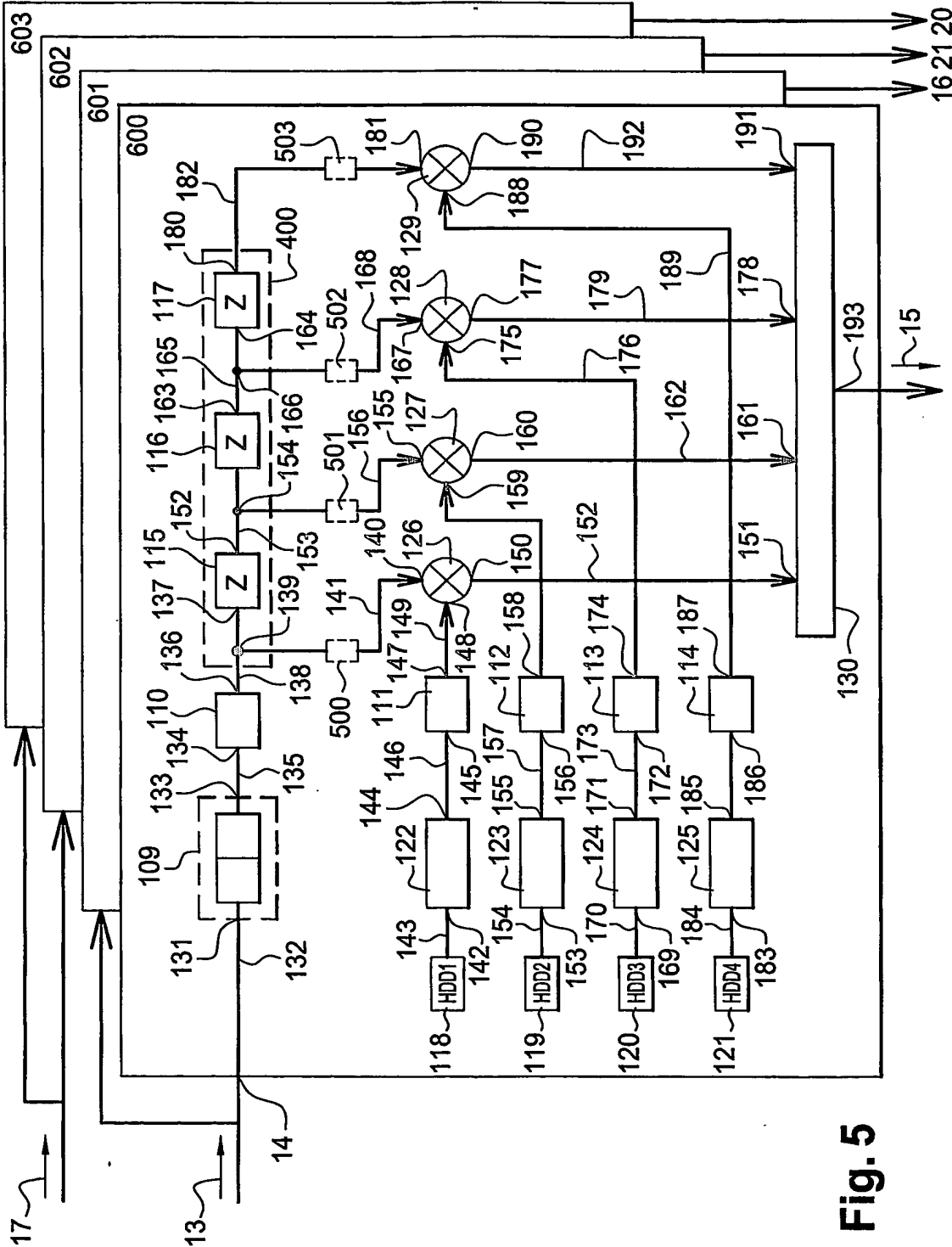


Fig. 1



2 / 6





4 / 6

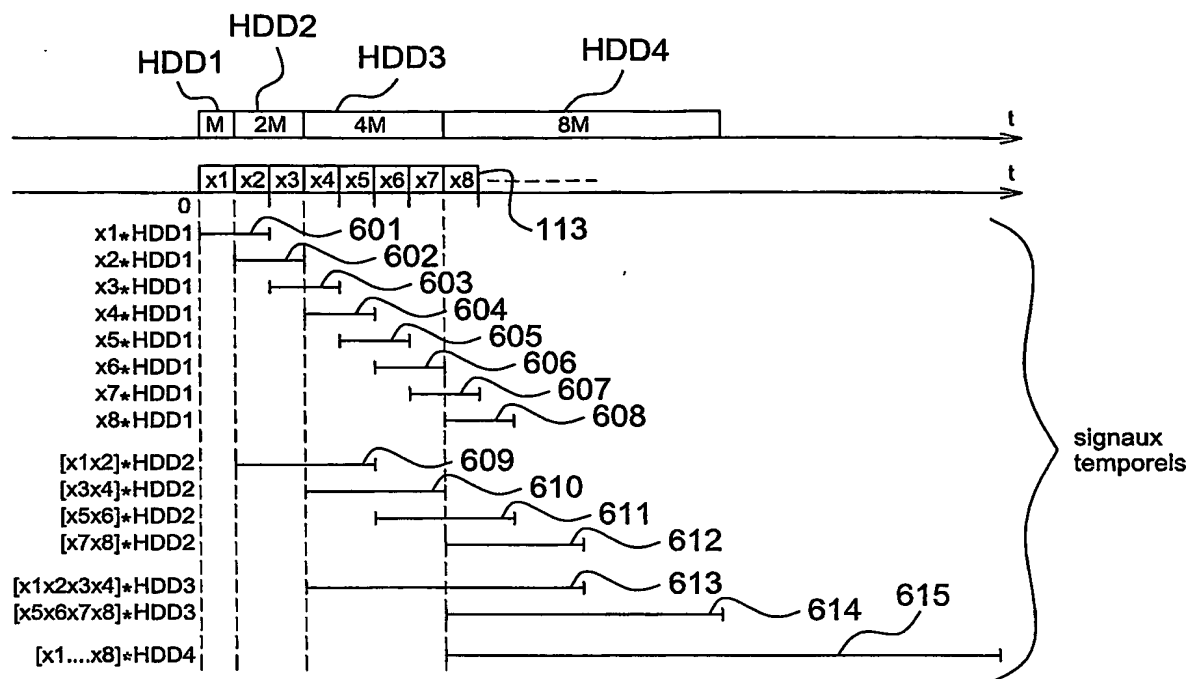


Fig. 6a

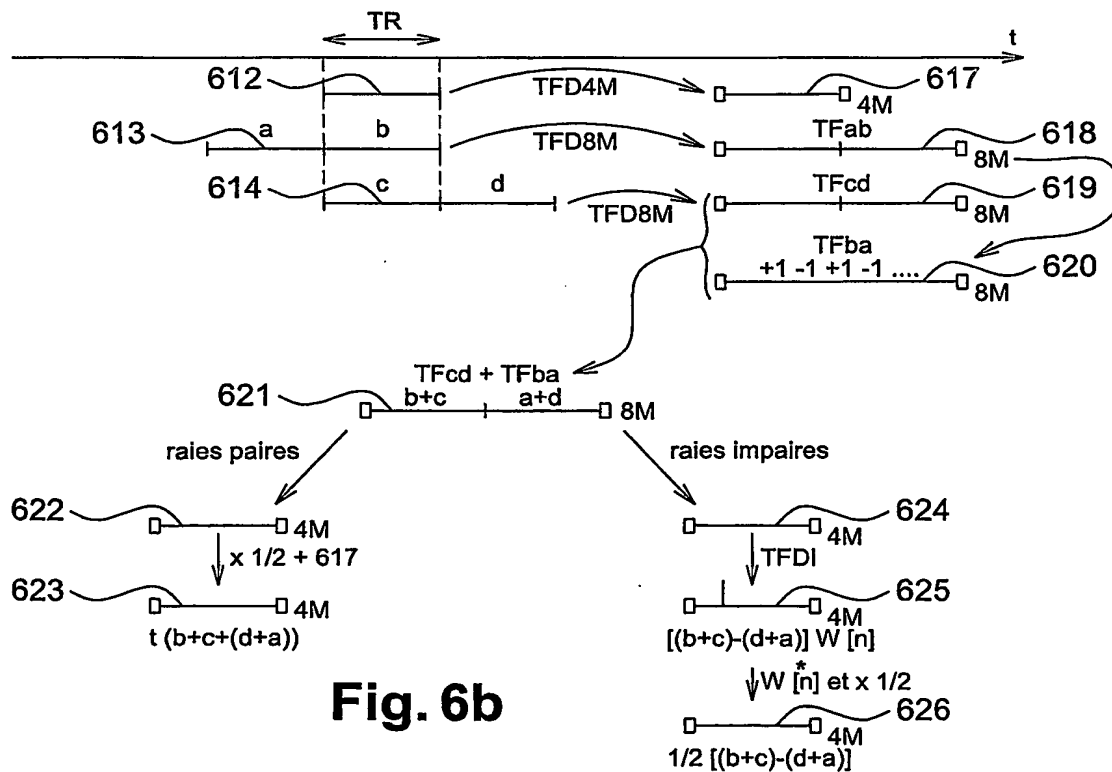


Fig. 6b

5 / 6

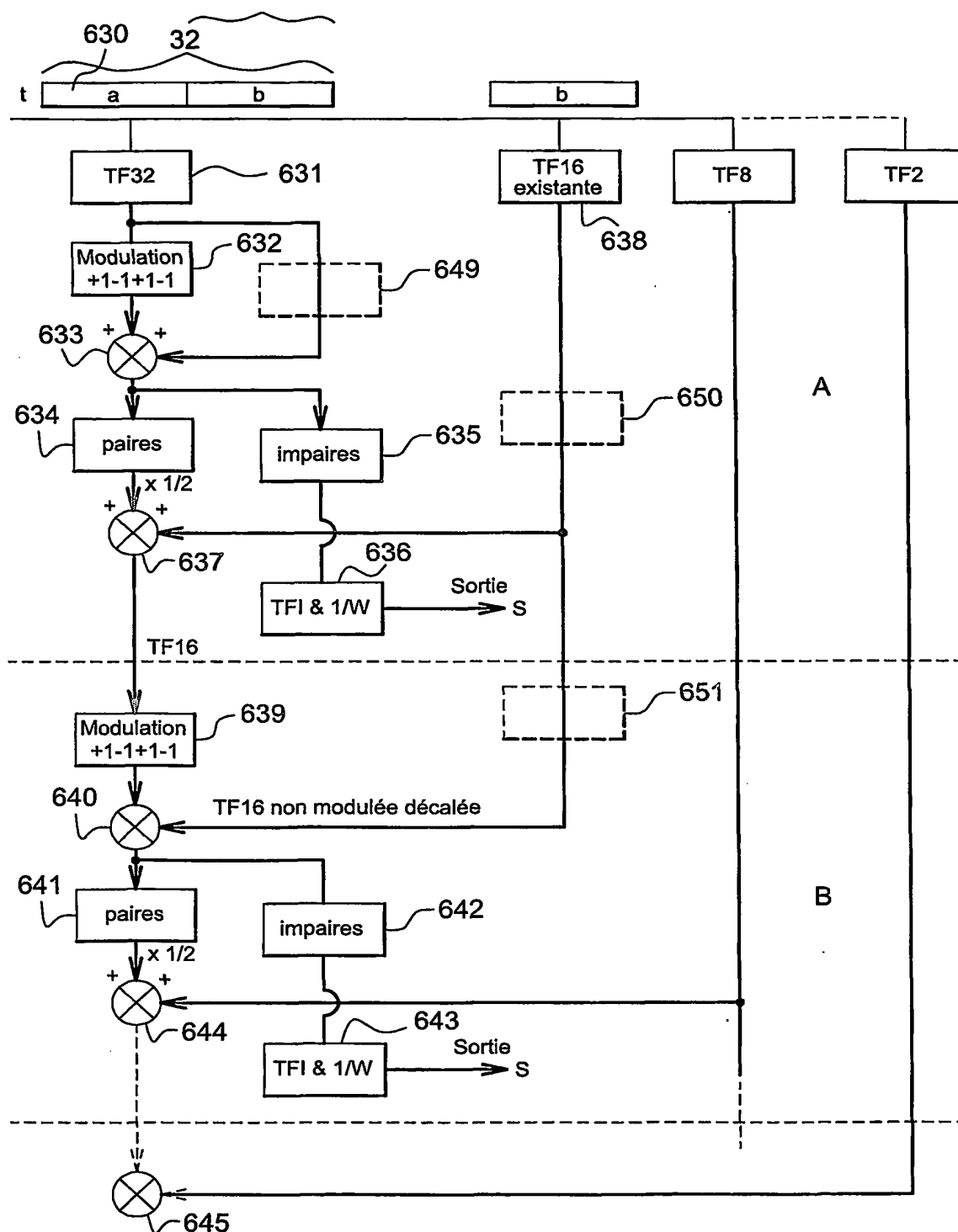
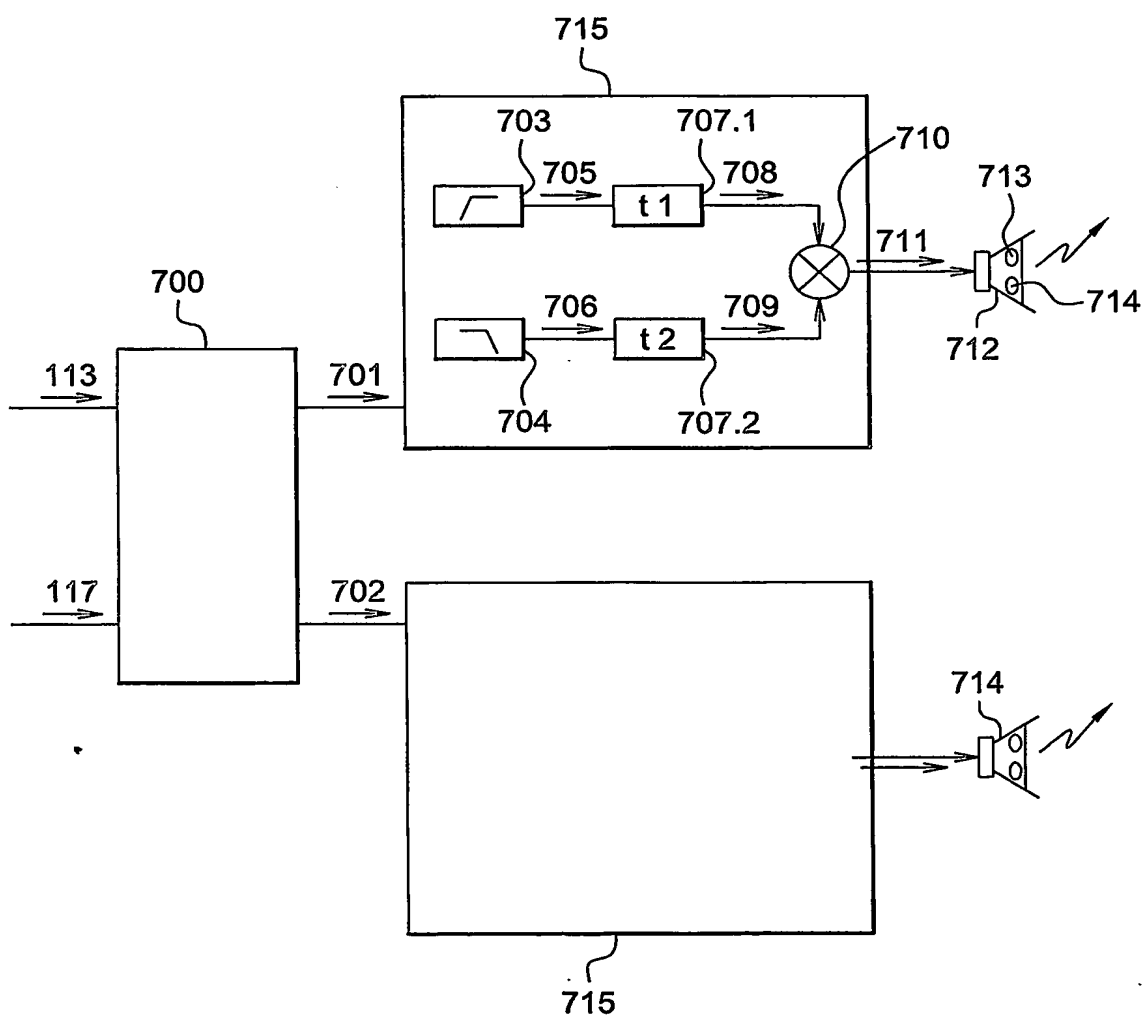


Fig. 6c

6/6

**Fig. 7**

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR2004/050120

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H04S1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04S H04B H03H G01S G06F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 1 017 249 A (ARKAMYS) 5 July 2000 (2000-07-05) cited in the application column 4, paragraph 8 column 7, paragraph 28	1
A	US 5 357 257 A (NEVIN ROBERT L) 18 October 1994 (1994-10-18) column 1, lines 7-10	1
A	column 2, line 53 - column 3, line 11 column 3, line 46 - column 8, line 24	
A	FR 2 738 692 A (FRANCE TELECOM) 14 March 1997 (1997-03-14) page 1, lines 1-6	1
A	page 1, line 19 - page 4, line 7 page 5, line 31 - page 10, line 9 page 10, line 16 - page 15, line 13	
	-/--	

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- \*G\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 August 2004

Date of mailing of the international search report

26/08/2004

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Gastaldi, G

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/FR2004/050120

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 0 687 130 A (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD) 13 December 1995 (1995-12-13) page 3, line 42 - page 4, line 47 page 5, line 10 - page 7, line 34 page 7, line 51 - page 8, line 3 -----	1

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/FR2004/050120

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
EP 1017249	A	05-07-2000	EP	1017249 A1	05-07-2000
			JP	2000209692 A	28-07-2000
<hr/>					
US 5357257	A	18-10-1994	NONE		
<hr/>					
FR 2738692	A	14-03-1997	FR	2738692 A1	14-03-1997
			EP	0848867 A1	24-06-1998
			WO	9709782 A1	13-03-1997
<hr/>					
EP 0687130	A	13-12-1995	JP	7334181 A	22-12-1995
			DE	69528014 D1	10-10-2002
			DE	69528014 T2	30-01-2003
			EP	0687130 A2	13-12-1995
			US	5652798 A	29-07-1997
<hr/>					



# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No  
PCT/FR2004/050120

<b>A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE</b> CIB 7    H04S1/00		
Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB		
<b>B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE</b> Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement) CIB 7    H04S   H04B   H03H   G01S   G06F		
Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche		
Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés) EPO-Internal, WPI Data, PAJ		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS</b>		
Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	EP 1 017 249 A (ARKAMYS) 5 juillet 2000 (2000-07-05) cité dans la demande colonne 4, alinéa 8 colonne 7, alinéa 28 -----	1
A	US 5 357 257 A (NEVIN ROBERT L) 18 octobre 1994 (1994-10-18) colonne 1, ligne 7-10	1
A	colonne 2, ligne 53 - colonne 3, ligne 11 colonne 3, ligne 46 - colonne 8, ligne 24 -----	
A	FR 2 738 692 A (FRANCE TELECOM) 14 mars 1997 (1997-03-14) page 1, ligne 1-6	1
A	page 1, ligne 19 - page 4, ligne 7 page 5, ligne 31 - page 10, ligne 9 page 10, ligne 16 - page 15, ligne 13 ----- -/--	
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <span><input checked="" type="checkbox"/> Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents</span> <span><input checked="" type="checkbox"/> Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe</span> </div>		
<div style="display: flex;"> <div style="flex: 1;"> <p>* Catégories spéciales de documents cités:</p> <p>*A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent</p> <p>*E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date</p> <p>*L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)</p> <p>*O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens</p> <p>*P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée</p> </div> <div style="flex: 1;"> <p>*T* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention</p> <p>*X* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément</p> <p>*Y* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier</p> <p>*Z* document qui fait partie de la même famille de brevets</p> </div> </div>		
Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée	Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale	
16 août 2004	26/08/2004	
Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Fonctionnaire autorisé  Gastaldi, G

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No  
PCT/FR2004/050120

## C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	EP 0 687 130 A (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD) 13 décembre 1995 (1995-12-13) page 3, ligne 42 - page 4, ligne 47 page 5, ligne 10 - page 7, ligne 34 page 7, ligne 51 - page 8, ligne 3 -----	1

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No

PCT/FR2004/050120

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 1017249	A	05-07-2000	EP 1017249 A1	05-07-2000
			JP 2000209692 A	28-07-2000
US 5357257	A	18-10-1994	AUCUN	
FR 2738692	A	14-03-1997	FR 2738692 A1	14-03-1997
			EP 0848867 A1	24-06-1998
			WO 9709782 A1	13-03-1997
EP 0687130	A	13-12-1995	JP 7334181 A	22-12-1995
			DE 69528014 D1	10-10-2002
			DE 69528014 T2	30-01-2003
			EP 0687130 A2	13-12-1995
			US 5652798 A	29-07-1997